VISIT…

В.Д.БОЛЬШАКОВ, Ф.ДЕЙМЛИХ,
А.Н.ГОЛУБЕВ, В.П.ВАСИЛЬЕВ

РАДИО-ГЕОДЕЗИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРО-ОПТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

РАДИО-ГЕОДЕЗИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРО-ОПТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

V. D. BOL'ŠAKOV, F. DEUMLICH,
A. N. GOLUBEV, V. P. VASIL'EV

ELEKTRONISCHE STRECKENMESSUNG

VEB VERLAG FÜR BAUWESEN · BERLIN

В.Д.БОЛЬШАКОВ, Ф.ДЕЙМЛИХ,
А.Н.ГОЛУБЕВ, В.П.ВАСИЛЬЕВ

РАДИО-ГЕОДЕЗИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРО-ОПТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Под редакцией д-ра техн. наук, проф.
В. Д. Большакова

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР
в качестве учебника для студентов вузов,
обучающихся по специальностям
«Прикладная геодезия» и «Астрономогеодезия»

МОСКВА „НЕДРА" 1985

УДК 528.021.7+528.517(075)

Большаков В. Д., Деймлих Ф., Голубев А. Н., Васильев В. П. Радиогеодезические и электрооптические измерения: Учебник для вузов.— М.: Недра, 1985.— 303 с. ил.

Учебник подготовлен авторским коллективом из вузов СССР и ГДР и совместно издается в СССР и ГДР. Изложены вопросы радиогеодезических и электрооптических измерений. Рассмотрены теоретические основы различных способов измерения расстояний с использованием электромагнитных волн. Приведены основы устройства светодальномеров, радиодальномеров и радиогеодезических систем, изложена теория соответствующих устройств и приборов, описаны основные конструкции. Даны сведения о геодезической интерферометрии и дальномерной рефрактометрии. Рассмотрены методы измерения расстояний до искусственных спутников Земли и Луны. Освещены основные вопросы математической обработки измерений.

Для студентов геодезических специальностей вузов СССР и ГДР.

Табл. 12, ил. 101, список лит.— 27 назв.

Рецензенты:
кафедра Ленинградского горного института и *Д. Д. Дзяман,* канд. техн. наук (Всесоюзный институт научной и технической информации)

Б $\frac{1902020000-210}{043(01)-85}$ 9—85

© Издательство «Недра», 1985
© VEB Verlag für Bauwesen, 1985

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебник написан в соответствии с учебными программами курсов «Радиогеодезические и электрооптические измерения» (СССР) и «Elektronische Streckenmessung» (ГДР). Он должен помочь студенту в первую очередь овладеть наиболее общими знаниями, усвоение которых необходимо для понимания работы дальномерных устройств независимо от конкретного технического и конструктивного решения.

Для освоения современной техники измерения расстояний требуется основательная подготовка по физике (оптика, радиоэлектроника, лазерная техника), математике и другим дисциплинам. Сведения из этих областей включены в учебник в той мере, в какой они необходимы для понимания конкретных вопросов. Приведены также основные фундаментальные понятия, связанные с электромагнитными колебаниями и волнами. Поскольку в современной дальнометрии большую роль играют лазеры, авторы сочли целесообразным расширить изложение вопросов лазерной техники.

Между Дрезденским техническим университетом (ДТУ) и Московским институтом инженеров геодезии, аэрофотосъемки и картографии (МИИГАиК) существует 30-летнее сотрудничество. Данная книга является первым опытом написания совместного учебника. Настоящий учебник выходит одновременно в Москве (издательство «Недра») на русском языке и в Берлине («Verlag für Bauwesen») на немецком языке.

Авторы надеются, что эта книга послужит дальнейшему расширению и углублению знаний в области электронного измерения расстояний и поможет применить эти знания на практике.

Предисловие, § 4, глава 5 и приложения написаны В. Д. Большаковым; § 5 и 6 — В. Д. Большаковым и А. Н. Голубевым совместно; § 1, 2, 8 — 10, 17—21 — А. Н. Голубевым, введение, § 3, 7, 15, 16 — Ф. Деймлихом; § 11—14, 22 — В. П. Васильевым.

ВВЕДЕНИЕ

Радиогеодезические и электрооптические измерения, или, иначе, электронная дальнометрия, есть раздел современной геодезической науки, в котором изучаются вопросы измерения расстояний при помощи электромагнитных волн радио- и оптического диапазонов. Принцип таких измерений основан на определении времени распространения электромагнитных волн вдоль измеряемой дистанции. Измерив время и зная скорость распространения, можно вычислить расстояние. Нахождение расстояния таким способом есть, по существу, задача, обратная определению скорости света на базисе известной длины — определению, неоднократно выполнявшемуся физиками с целью уточнения одной из фундаментальных физических констант — скорости света в вакууме. Впервые определение скорости света на линии известной длины было выполнено в классическом опыте Физо в 1849 г.; в дальнейшем в такие измерения было внесено много технических усовершенствований. Эти работы заложили фундамент для создания дальномерной аппаратуры в оптическом диапазоне волн.

В оптическом диапазоне наиболее подходящими участками спектра для дальнометрии являются область видимого света (длины волн 0,4—0,7 мкм) и ближняя инфракрасная область, преимущественно в районе 0,8—1,1 мкм, а в радиодиапазоне — область сверхвысоких частот с длинами волн 0,8—10 см и область средних и длинных радиоволн (100—10 000 м). Приборы для измерения расстояний в оптическом диапазоне волн включают в себя электрооптические дальномеры (светодальномеры) и интерферометры, а к аппаратуре радиодиапазона относятся радиодальномеры, радиогеодезические системы и спутниковые радиосистемы.

Указанные приборы и системы имеют весьма широкое применение в геодезии. Кроме традиционных линейных измерений, выполняемых при создании геодезических сетей различного назначения, линейных и линейно-угловых геодезических построений, топографических съемочных работ, они применяются для измерения расстояний до искусственных спутников Земли и до Луны и определения координат наземных пунктов в космической геодезии, для определения координат при аэрофотосъемке и в морской геодезии, для прецизионных линейных измерений в разнообразных задачах прикладной геодезии, для измерений на геодинамических полигонах при изучении деформаций земной коры, в геодезической метрологии и др.

Современная дальномерная техника представляет собой сложную аппаратуру, разработка которой связана со многими областями физики и техники, в первую очередь с оптикой, ра-

диоэлектроникой, квантовой электроникой, автоматикой и вычислительной техникой. Прогресс в этих областях оказал влияние на геодезическую дальнометрию самым непосредственным образом как в части приборной техники и технологии, так и в части совершенствования методов измерений и обработки получаемой информации.

Первый в мире светодальномер был предложен в СССР в 1933 г. Г. И. Трофимуком, однако реализован этот прибор не был. Первый действующий светодальномер был разработан в 1936 г. советскими физиками А. А. Лебедевым, В. Г. Вафиади и В. В. Балаковым в ГОИ — Государственном оптическом институте (г. Ленинград). Точность этого прибора еще не отвечала требованиям геодезии. Широкое практическое применение светодальномеров началось после выпуска шведской фирмой AGA в 1950 г. разработанного Э. Бергстрандом прибора, названного геодиметром. Начиная с 1953 г., в СССР было создано несколько типов светодальномеров, разработанных в ГОИ, ЦНИИГАиКе, МИИГАиКе, Всесоюзном научно-исследовательском маркшейдерском институте (ВНИМИ), Ереванском политехническом институте (ЕрПИ) и некоторых других организациях. В частности, в ГОИ к 1965 г. был разработан первый в мировой практике светодальномер с полупроводниковым излучателем (ГД-314), после демонстрации которого в ГДР на Лейпцигской ярмарке 1965 г. началось интенсивное развитие приборов подобного класса за рубежом. Общее количество разработанных в Советском Союзе светодальномеров достаточно велико; среди них большое место занимали визуальные светодальномеры, выпуск которых в настоящее время прекращен. Сейчас в СССР серийно выпускаются светодальномеры «Гранат», СГ-3, МСД-1М, СМ-5, СТ-5, ДК-001 и осваивается производство некоторых других приборов.

В ГДР разработка и производство светодальномеров осуществляются народным предприятием «Карл Цейсс», Йена. Были разработаны дальномеры EOS (1965 г.), EOK 2000 (1968 г.) и электронный тахеометр EOT 2000 (1977 г.). В последние годы серийно выпускаются два новых автоматизированных прибора — регистрирующие электронные тахеометры RECOTA (с 1980 г.) и RETA (с 1982 г.).

Разработкой и выпуском светодальномерной аппаратуры занимаются различные фирмы в Швеции, Швейцарии, ФРГ, США, Франции, Великобритании, Японии и других странах.

Исключительно большое значение для развития дальнометрии оптического диапазона имело появление в 1960 г. лазеров и в связи с этим бурное развитие квантовой электроники и лазерной техники. Именно благодаря лазерам стали возможными измерения расстояний на космических трассах и существенный прогресс в области геодезической интерферометрии. Использование лазеров в качестве источников излучения в традиционных наземных светодальномерах позволило значительно улуч-

шить такие важнейшие характеристики дальномеров, как дальность действия и точность измерений, и обеспечить возможность работы в светлое время суток, весьма ограниченную у нелазерных светодальномеров с фотоэлектрическими приемниками света. Кроме того, применение лазерной техники в дальнометрии стимулировало разработку некоторых новых, чисто лазерных методов измерения расстояний, невозможных с обычными источниками света.

Развитие полупроводниковой технологии, разработка полупроводниковых лазеров и светодиодов и успехи микроэлектроники привели к созданию легких и портативных светодальномеров массового применения для измерения коротких расстояний, удобных в обращении и транспортировке. Объединение электронных дальномерных устройств с теодолитами (в виде неразъемной или модульной конструкции) позволило создать электронные тахеометры — универсальные дальномерно-угломерные геодезические приборы. Созданные в 1968 г. электронные тахеометры были в дальнейшем усовершенствованы и, начиная с 1977 г., стали в высшей степени автоматизированными геодезическими приборами.

Применение радиоволн для измерения расстояний базируется на фундаментальных исследованиях советских физиков Л. И. Мандельштама и Н. Д. Папалекси, разработавших к 1930 г. радиоинтерференционные методы измерения расстояний, положенные в основу работы радиодальномеров и радиогеодезических систем. После создания Т. Уодли радиодальномера под названием «Теллурометр», серийное производство которого было налажено в 1957 г., началось применение СВЧ радиодальнометрии в широких масштабах. С этого времени во многих странах были развернуты разработки и промышленное производство СВЧ радиодальномеров. В СССР, США, Великобритании, Канаде, Австралии, Японии, ВНР, ЮАР, ГДР, ПНР, Швейцарии, ФРГ в течение следующего десятилетия появились новые, более совершенные типы радиодальномеров. Развитие приборостроительной техники позволило осуществить в последних моделях радиодальномеров полную автоматизацию измерений.

Геодезические радиодальномеры имеют несколько меньшую точность, чем светодальномеры, что связано с большей подверженностью радиоволн влиянию внешних условий по сравнению со световыми волнами, но имеют преимущества перед светодальномерами в дальности действия и являются практически всепогодными приборами.

Свето- и радиодальномеры являются мощным средством линейных измерений в арсенале современной геодезии. Их применение возвело линейные измерения в ранг весьма оперативных. Так, при построении геодезических сетей на больших территориях измерение линий с помощью электронных дальномеров производится с меньшими затратами, гораздо быстрее и

точнее, чем определение длин сторон путем измерения углов треугольников, опирающихся на короткую очень точно измеренную линию (базис). Это привело к тому, что применявшийся в течение длительного времени метод триангуляции утратил свое доминирующее положение при определении координат пунктов в геодезии.

Специфические особенности имеет радиодальнометрия подвижных объектов, которые могут быть расположены как на поверхности Земли или вблизи нее (корабль, самолет), так и в околоземном пространстве (искусственные спутники Земли, орбиты которых находятся на расстояниях тысяч или десятков тысяч километров). Измерения расстояний до таких объектов осуществляются обычно с целью определения их координат или, как, например, в случае спутников, координат наземных станций и решения различных навигационно-геодезических задач.

Другим примером специфических линейных измерений является геодезическая интерферометрия оптического диапазона — наиболее прецизионный метод измерения небольших (порядка десятков метров) расстояний и их изменений, обладающий микронной точностью. Геодезическая интерферометрия приобретает особенно важное значение в последнее время в связи с необходимостью создания базисов наивысшей точности для метрологической аттестации средств линейных измерений, в частности свето- и радиодальномеров, а также для прецизионных измерений геофизического назначения (изучение деформаций земной коры с целью прогноза землетрясений и т. п.).

При всех без исключения электронных методах измерений расстояний первостепенную роль играет учет влияния среды, в которой распространяются электромагнитные волны, атмосферы.

В соответствии с этим в данном курсе рассматриваются как аппаратурные вопросы, касающиеся всех упомянутых выше приборов и систем, так и вопросы учета влияния атмосферы в дальнометрии, а также излагаются основы математической обработки электрооптических и радиогеодезических измерений.

ГЛАВА 1

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ИЗМЕРЕНИЯ РАССТОЯНИЙ ПРИ ПОМОЩИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

§ 1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ КОЛЕБАНИЯ И ВОЛНЫ

Основные понятия и определения

1. Среди множества колебательных процессов особое место занимают *периодические* колебания, для которых выполняется равенство

$$x(t)=x(t+NT), \tag{1.1}$$

где $x(t)$ — колеблющаяся величина; t — время; N — любое целое число; T — некоторый наименьший конечный промежуток времени, через который повторяются значения всех физических величин, характеризующих колебательное движение. Этот промежуток времени называется *периодом колебания*. Обратная периоду величина

$$f=\frac{1}{T} \tag{1.2}$$

выражает число колебаний в единицу времени и называется *частотой*.

Простейшим, но практически важнейшим случаем периодических колебаний являются *гармонические* (синусоидальные) колебания, описываемые уравнением

$$x(t)=A\cos(\omega t+\varphi_0), \tag{1.3}$$

или

$$x(t)=A\sin(\omega t+\varphi_0'). \tag{1.4}$$

Величина A называется *амплитудой* колебания, $\omega=2\pi/T=2\pi f$ — угловой или *круговой частотой*, φ_0 или φ_0' — *начальной фазой*. Эти три параметра полностью характеризуют колебание.

Аргумент синусоидальной или косинусоидальной функции, т. е. величину $\varphi=\omega t+\varphi_0$, называют текущей (мгновенной) фазой или просто фазой колебания.

На основе известной формулы Эйлера

$$e^{i\theta}=\cos\theta+i\sin\theta$$

уравнение колебаний часто записывают в комплексной форме:

$$\tilde{x}(t)=\tilde{A}e^{i\omega t},$$

где величина

$$\tilde{A}=Ae^{i\varphi_0}$$

называется *комплексной амплитудой.* Комплексная амплитуда содержит информацию как об амплитуде A, так и о начальной фазе φ_0. При комплексной записи колебания физический смысл имеет только действительная (вещественная) часть, обозначаемая символом Re и равная выражению (1.3). В мнимой части коэффициент при i обозначается символом Im.

2. При суперпозиции (сложении) двух скалярных гармонических колебаний одинаковой частоты с различными амплитудами и начальными фазами

$$x(t) = A_1 \cos(\omega t + \varphi_1); \tag{1.5}$$

$$y(t) = A_2 \cos(\omega t + \varphi_2) \tag{1.6}$$

результирующее колебание является также гармоническим и совершается с той же частотой:

$$z(t) = x(t) + y(t) = A \cos(\omega t + \varphi_0). \tag{1.7}$$

При этом амплитуда A и начальная фаза φ_0 результирующего колебания определяются из выражений

$$A = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}; \tag{1.8}$$

$$\operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{A_1 \sin \varphi_1 + A_2 \sin \varphi_2}{A_1 \cos \varphi_1 + A_2 \cos \varphi_2}. \tag{1.9}$$

При суперпозиции двух скалярных гармонических колебаний с различными частотами результирующее колебание не является гармоническим. Если частоты близки, то результирующий колебательный процесс называется *биениями.* При этом амплитуда и фаза результирующего колебания меняются во времени с частотой, равной разности частот исходных колебаний и называемой *частотой биений.*

3. Любое негармоническое (сложное), но периодическое колебание с периодом T можно представить в виде суммы простых гармонических колебаний с частотами, кратными частоте $f = 1/T$ сложного колебания (ряд Фурье). Совокупность составляющих гармонических колебаний называют *спектром* сложного колебания, а сами составляющие — *гармониками.* Гармоники с частотами f, $2f$, $3f$ и т. д. называются соответственно первой (основной), второй, третьей и т. д. гармониками сложного колебания. Различные гармоники имеют разную амплитуду и фазу. Чем выше номер гармоники, тем обычно меньше ее амплитуда.

Таким образом, любое периодическое колебание имеет *дискретный спектр,* состоящий из гармоник. Если же колебание непериодическое, то оно представляется не рядом, а интегралом Фурье и имеет *сплошной (непрерывный) спектр,* состоящий из бесконечного числа синусоид с непрерывной последовательностью частот.

4. Колебания частоты f, распространяющиеся в пространстве со скоростью v, характеризуются величиной

$$\lambda = v/f, \tag{1.10}$$

называемой *длиной волны* колебания.

Частным случаем колебательных процессов являются гармонические колебания напряженностей электрического и магнитного полей, образующие переменное электромагнитное поле. Распространяющееся в пространстве электромагнитное поле называют *электромагнитными волнами*. Электромагнитные волны являются поперечными: векторы E и H напряженностей электрического и магнитного полей взаимно перпендикулярны и лежат в плоскости, перпендикулярной к вектору скорости распространения волны.

Электромагнитные волны разделяют по длинам волн на ряд диапазонов, которым даны соответствующие названия. Общепринятая классификация диапазонов приведена в табл. 1.

5. Электромагнитные волны обладают свойством, носящим название *поляризации*. Если колебания электрического вектора E в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения волны, происходят хаотически, во всевозможных направлениях, то волна называется *неполяризованной*. Если же колебания вектора E происходят строго в одном направлении в указанной плоскости, то волна называется *линейно поляризованной*. Уравнение линейно поляризованной монохроматической (т. е. порожденной колебаниями единственной частоты) волны, распространяющейся вдоль оси x со скоростью v, имеет вид

$$S = A\cos\left[\omega\left(t - \frac{x}{v}\right) + \varphi_0\right] = A\cos(\omega t - kx + \varphi_0), \tag{1.11}$$

или, в комплексной форме,

$$S = \tilde{A}e^{i\omega\left(t - \frac{x}{v}\right)} = \tilde{A}e^{i(\omega t - kx)}, \tag{1.11'}$$

где параметры A, ω и φ_0 — те же, что и в уравнении гармонического колебания, $k = \omega/v = 2\pi/\lambda$ — волновое число. Плоскость, в которой происходят колебания электрического вектора E, называется *плоскостью колебаний* линейно поляризованной волны. Перпендикулярная к ней плоскость, в которой колеблется магнитный вектор H, называется *плоскостью поляризации*.

6. Волны одинаковой частоты, сохраняющие разность фаз постоянной, называются *когерентными*. При суперпозиции двух когерентных монохроматических волн, линейно поляризованных в одной плоскости, амплитуда суммарной волны будет зависеть от разности фаз складываемых волн согласно уравнению (1.8). Такое взаимодействие волн называется *интерференцией*.

ТАБЛИЦА 1

Наименование диапазонов волн	Длина волн	Частоты
	Радиоволны	
Волны инфразвуковых и звуковых частот	Более 100 км	Менее 3 кГц (очень низкие частоты (ОНЧ))
Сверхдлинные волны, СДВ	10—100 км	30—3 кГц
Длинные волны, ДВ	1—10 км	300—30 кКц
Средние волны, СВ	100—1000 м	3—0,3 МГц
Короткие волны, КВ	10—100 м	30—3 МГц
Ультракороткие волны, УКВ		
Метровые волны, МВ	1—10 м	300—30 МГц
Дециметровые волны, ДМВ	1—10 дм	3000—300 МГц (сверхвысокие частоты (СВЧ))
Сантиметровые волны, СМВ	1—10 см	30—3 ГГц
Миллиметровые волны, ММВ	1—10 мм	300—30 ГГц
Субмиллиметровые волны	0,1—1 мм	3000—300 ГГц
	Оптический диапазон волн	
Инфракрасное излучение, ИК	0,75 мкм—0,1 мм	$4 \cdot 10^{14}$—$3 \cdot 10^{11}$ Гц
Видимый свет	0,4—0,75 мкм	$7{,}5 \cdot 10^{14}$—$4 \cdot 10^{14}$ Гц
Ультрафиолетовое излучение, УФ	0,1—0,4 мкм	$3 \cdot 10^{15}$—$7{,}5 \cdot 10^{14}$ Гц

При этом результирующая волна линейно поляризована в той же плоскости, что и складываемые волны.

При суперпозиции двух когерентных монохроматических волн, линейно поляризованных во взаимно перпендикулярных плоскостях, интерференции не происходит. В общем случае (т. е. при разных амплитудах волн и произвольном сдвиге фаз между ними) проекция конца электрического вектора результирующей волны на плоскость, перпендикулярную к направлению распространения, описывает эллипс. Такая волна называется *эллиптически поляризованной.* Если амплитуды складываемых волн равны, то вид эллипса зависит только от разности фаз этих волн. При разности фаз $\pi/2$ эллипс превращается в круг и волна называется *поляризованной по кругу* или циркулярно поляризованной. При разности фаз 0 или π эллипс превращается в прямую линию и волна будет линейно поляризованной. Таким образом, линейная и круговая поляризации представляют собой частные случаи эллиптической поляризации.

Монохроматические волны с различными частотами распространяются в среде, строго говоря, с различной скоростью. Зависимость скорости электромагнитных волн от частоты называется *дисперсией.*

7. Представление о монохроматических колебаниях и волнах является удобной математической идеализацией. Реальные электромагнитные волны не являются монохроматическими, так как они имеют ограниченную длительность во времени и состоят из большого числа волн различных частот. Однако произвольную немонохроматическую волну, как указывалось выше, можно представить в виде совокупности монохроматических волн при помощи разложения Фурье.

Преобразование электромагнитных колебаний

Модуляция. Изменение параметров колебания во времени по определенному закону называется *модуляцией*, а устройства, его осуществляющие,— модуляторами. В соответствии с видом модулируемого параметра (A, ω или φ_0) различают амплитудную (АМ), частотную (ЧМ) и фазовую (ФМ) модуляции. Закон изменения параметра в простейшем случае может быть гармоническим. При этом модулируемый параметр P представляется в виде

$$P(t) = P_0 + \Delta P \cos \Omega t = P_0 (1 + m \cos \Omega t), \qquad (1.12)$$

где P_0 — соответствующий параметр немодулированного колебания, ΔP — амплитуда изменения параметра, $\Omega = 2\pi F$ — круговая частота модуляции (F — частота модуляции). Величину $m = \Delta P / P_0$ называют коэффициентом модуляции.

Модуляцию по прямоугольному закону часто называют *манипуляцией.* Так как при изменении частоты меняется фаза колебания и наоборот, ЧМ и ФМ неразрывно связаны друг с другом. Иногда их объединяют под названием «угловая модуляция».

Частоту модулируемого колебания $f = \omega/2\pi$ называют *несущей* частотой, а само колебание — несущим колебанием. При этом обычно $f \gg F$ (соответственно $\omega \gg \Omega$).

При модуляции света часто применяют еще один вид модуляции — поляризационную, при которой изменению подвергается состояние поляризации света.

Модуляция по гармоническому закону наиболее часто применяется в дальномерных устройствах. Пусть немодулированное колебание имеет вид

$$S = A_0 \cos (\omega_0 t + \varphi_0). \qquad (1.13)$$

При гармонической амплитудной модуляции в соответствии с (1.12) амплитуда меняется во времени по закону

$$A(t) = A_0 + \Delta A \cos \Omega t = A_0 (1 + m \cos \Omega t), \qquad (1.14)$$

и уравнение АМ колебания будет

$$S_{\text{АМ}} = A_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos (\omega t + \varphi_0), \qquad (1.15)$$

где $m = \Delta A / A_0$ называется *коэффициентом амплитудной модуляции.*

При гармонической частотной модуляции имеем

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t. \tag{1.16}$$

Если частота — функция времени, то в уравнении (1.13) вместо $\omega_0 t$ мы обязаны записать $\int_0^t \omega(t)\, dt$ и, следовательно,

$$S_{\text{ЧМ}} = A_0 \cos\left[\int_0^t (\omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t)\, dt + \varphi_0\right] =$$

$$= A_0 \cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t + \varphi_0), \tag{1.17}$$

где величина $\beta = \Delta\omega/\Omega$ называется *индексом частотной модуляции*, а $\Delta\omega$ — *девиацией частоты*.

При гармонической фазовой модуляции вместо начальной фазы φ_0 в уравнении (1.13) мы должны записать

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi \cos \Omega t, \tag{1.18}$$

а следовательно,

$$S_{\text{ФМ}} = A_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi \cos \Omega t + \varphi_0), \tag{1.19}$$

где $\Delta\varphi$ есть максимальное отклонение фазы от среднего значения (девиация фазы). Девиацию фазы также называют *индексом фазовой модуляции*.

Из сравнения уравнений (1.17) и (1.19) видна общность частотной и фазовой модуляций. Поэтому ФМ колебание можно рассматривать как ЧМ колебание, в котором, однако, частота изменяется в соответствии не с модулирующим колебанием, а с его производной по времени. Точно так же ЧМ колебание можно рассматривать как ФМ колебание, в котором фаза изменяется в соответствии не с модулирующим колебанием, а с его интегралом по времени.

На рис. 1 показаны формы АМ и ЧМ колебаний при модуляции по гармоническому закону.

Демодуляция. Демодуляцией или *детектированием* в радиотехнике называется такой процесс, в результате которого из сложного модулированного колебания выделяется (восстанавливается) модулирующее колебание. Соответствующие устройства называются демодуляторами или детекторами. Различают детекторы АМ, ЧМ и ФМ колебаний. При этом, детектирование ЧМ и ФМ колебаний наиболее просто осуществляется путем преобразования их в АМ колебание, которое затем детектируется. Детектирование АМ колебания представляет собой нелинейную операцию, в процессе которой происходит перемножение этого колебания

$$S_{\text{АМ}} = A_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$$

либо на колебание несущей частоты $S_{\text{н}} = A_0 \cos \omega_0 t$, либо само на себя (квадратичное детектирование). В результате перемножения получается сумма слагаемых (спектр), одно из ко-

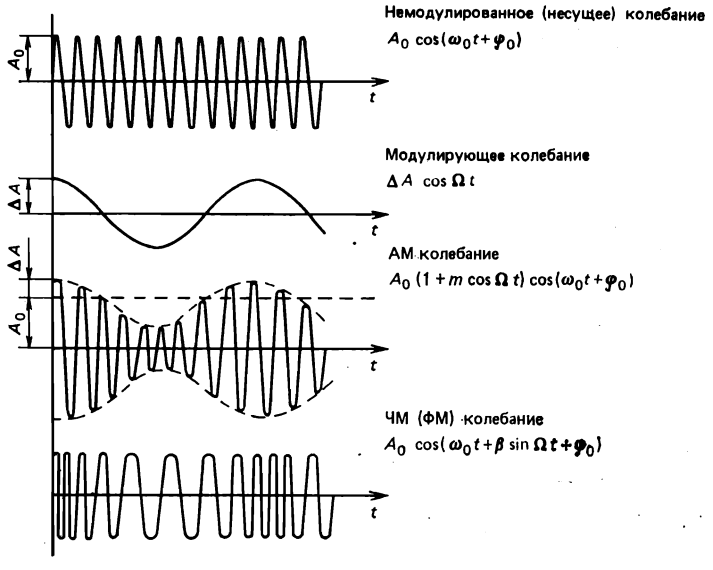


Рис. 1.
Модуляция колебаний гармоническим сигналом

торых будет иметь модулирующую частоту Ω. Например, в первом случае получаем

$$S_{\text{АМ}} S_{\text{н}} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{mA_0^2}{2} \cos \Omega t + \frac{A_0^2}{2} (1 + m \cos \Omega t) \cos 2\omega_0 t. \tag{1.20}$$

Второй член этого выражения есть искомое колебание модулирующей частоты Ω, которое можно выделить при помощи соответствующих фильтров.

Детектирование, описываемое выражением вида (1.20), носит название *синхронного детектирования* (т. е. детектирования, при котором перемножаемые сигналы имеют одинаковую частоту). На синхронном детектировании основана работа фазовых детекторов, используемых в дальномерах.

Гетеродинирование. Гетеродинированием называют взаимодействие (смешение) колебаний двух (или более) различных частот. Это взаимодействие может представлять собой перемножение или более сложную операцию, определяемую видом характеристики смесителя. Гетеродинирование используется для преобразования, в частности понижения частоты колебаний. Если на смеситель поступают сигнал

$$S = A \cos(\omega t + \varphi_0)$$

и сигнал от гетеродина (вспомогательного генератора)

$$S_{\text{г}} = B \cos(\omega_{\text{г}} t + \varphi_{\text{г}}),$$

то на выходе смесителя образуется совокупность (спектр) колебаний различных комбинационных частот, среди которых имеются колебания разностной частоты $\Omega = |\omega - \omega_г|$ вида

$$s = C\cos[\Omega t + (\varphi_0 - \varphi_г)]. \qquad (1.21)$$

Эти колебания можно выделить при помощи фильтра, настроенного на разностную частоту Ω. Таким образом, происходит понижение частоты сигнала ω до значения Ω. При этом фаза колебания разностной частоты равна разности фаз смешиваемых колебаний.

Предположим, что имеются два колебания одинаковой высокой частоты ω с различными начальными фазами:

$$S_1 = A_1\cos(\omega t + \varphi_1);$$
$$S_2 = A_2\cos(\omega t + \varphi_2).$$

Разность фаз этих колебаний

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1.$$

Пусть каждое из этих колебаний смешивается с колебаниями гетеродина

$$S_г = B\cos(\omega_г t + \varphi_г).$$

В результате смешения S_1 и $S_г$ (и фильтрации) получим колебание разностной частоты:

$$s_1 = C_1\cos[\Omega t + (\varphi_1 - \varphi_г)],$$

а в результате смешения S_2 и $S_г$ — колебание разностной частоты

$$s_2 = C_2\cos[\Omega t + (\varphi_2 - \varphi_г)].$$

Разность фаз двух последних колебаний

$$(\varphi_2 - \varphi_г) - (\varphi_1 - \varphi_г) = \varphi_2 - \varphi_1 = \varphi, \qquad (1.22)$$

т. е. разность фаз колебаний разностной частоты равна разности фаз исходных колебаний, или, другими словами, при *гетеродинировании фазовые соотношения не изменяются.* Этот весьма важный вывод говорит о том, что измерение разности фаз двух колебаний высокой частоты можно, применив гетеродинирование, заменить измерением разности фаз двух низкочастотных колебаний, что выполняется технически проще и точнее. Поэтому гетеродинирование широко используется в современных дальномерных устройствах.

Распространение электромагнитных волн

Для измерения расстояний используются волны почти всех диапазонов, указанных в табл. 1 (кроме ультрафиолетового излучения в оптическом диапазоне и коротких радиоволн). При измерении расстояний при помощи электромагнитных волн

как на дальность действия, так и на точность сильное влияние оказывают условия распространения. Под этим понимается целый комплекс факторов: свойства самих волн, характер подстилающей поверхности, время суток, метеорологические условия атмосферы и т. п. Влияние атмосферы подробно рассматривается в гл. 2, а в § 20 (гл. 4) обсуждается влияние подстилающей поверхности на радиодальнометрию УКВ диапазона.

Световые волны и радиоволны УКВ диапазона распространяются почти прямолинейно. Дифракция сантиметровых волн, используемых в радиодальномерах и УКВ системах, настолько мала, что не приводит к огибанию поверхности Земли, и такое огибание в незначительной степени существует только за счет рефракции. Максимальная дальность действия систем УКВ диапазона ограничивается пределами *прямой видимости.* Пределы прямой видимости на физической поверхности Земли, очевидно, зависят от высоты подъема антенн и рельефа местности. Если учитывать только кривизну сферической Земли (без рельефа) и пренебречь рефракцией, то предельное расстояние прямой видимости между двумя пунктами определяется высотами пунктов H_1 и H_2 следующим образом:

$$D_{\text{пр}} = 3{,}57\left(\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2}\right), \qquad (1.23)$$

где $D_{\text{пр}}$ выражается в километрах, а высоты — в метрах. При учете рефракционного искривления траектории (при нормальной рефракции, см. § 10) коэффициент 3,57 в уравнении (1.23) заменяется на 4,12 для радиоволн и на 3,83 для оптических волн, т. е. рефракция увеличивает расстояние прямой видимости (примерно на 15 % для радио- и на 7 % для оптического диапазона).

Для оптических волн кроме прямой видимости требуется наличие оптической видимости (прозрачности). Затухание волн в атмосфере рассматривается в § 7 (гл. 2).

Распространение длинных и средних радиоволн имеет специфические особенности. Наиболее существенная особенность — отражение от верхних, сильно ионизированных слоев атмосферы, находящихся на высотах более 60 км. Это приводит к тому, что в точку приема может попасть не только прямая волна, распространяющаяся вдоль поверхности Земли (поверхностная волна), но и волна, отраженная от ионосферы,— так называемая пространственная волна (рис. 2). В зоне встречи поверхностной и пространственной волн происходит их интерференция, из-за чего поверхностная волна, передающая полезный сигнал, получает искажения амплитуды и фазы, и если приемная аппаратура находится в такой зоне, то измерения могут быть весьма затруднены, а часто и невозможны.

Пространственная волна, отраженная от ионосферы, может распространяться на значительно бóльшие расстояния, чем поверхностная волна, для которой форма Земли с ее рельефом

создает препятствия. Из-за дифракции эти препятствия могут огибаться поверхностной волной, и дальность ее распространения зависит от поглощающих свойств земной поверхности. Для пространственной волны наблюдается также частичное поглощение ее ионосферой и поверхностью Земли при многократном отражении от ионосферных слоев. Поглощение земной поверхностью зависит от длины волны, ее поляризации и электрических характеристик конкретной подстилающей поверхности.

Рис. 2.
Распространение поверхностной и пространственной волн в атмосфере

Свойство дальнего распространения пространственной волны при многократном отражении от ионосферы успешно используется в радиосвязи, радиовещании и дальней радионавигации. Однако для радиогеодезических целей использование пространственной волны нежелательно, так как геометрия ее прохождения не поддается строгому учету, поэтому для точных измерений должна быть использована только поверхностная волна.

В диапазоне длинных волн поверхностная волна из-за дифракции может распространяться далеко за пределы прямой видимости (более чем на 3000 км). В средневолновом диапазоне наблюдается очень сильная зависимость напряженности поля от времени суток. В дневное время преобладает поверхностная волна; из-за дифракции она распространяется также за пределы прямой видимости, но ее поглощение земной поверхностью больше, чем в длинноволновом диапазоне, и дальность ее распространения ограничивается величиной примерно 1000 км. В ночное время в средневолновом диапазоне резко усиливается пространственная волна.

Из рис. 2 видно, что вблизи излучающей станции существует зона, в пределах которой пространственная волна не должна приниматься приемником. Однако протяженность этой зоны весьма изменчива и зависит от длины волны и состояния ионосферы. Для средних волн днем, когда в ионосфере возникает поглощающий слой, она составляет 70—120 км на суше и 200—300 км на море. Ночью поглощающий слой почти исчезает, и размер этой зоны уменьшается до неприемлемо малых размеров. Поэтому измерения средневолновыми системами выполняют, как правило, в дневное время суток. Радиодень начинается примерно через час после восхода Солнца и заканчивается примерно за полчаса до захода.

Напряженность поля поверхностной волны практически не подвержена суточным изменениям и зависит только от свойств подстилающей поверхности. Изменчивость параметров подстилающей поверхности вдоль трассы и влияние отраженных от

нее лучей, содержащихся в поверхностной волне, приводят к амплитудным и фазовым искажениям поля волны в точке приема. Фазовые искажения можно характеризовать некоторым дополнительным фазовым сдвигом на частоте излучения, являющимся сложной функцией электрических параметров подстилающей поверхности, расстояния, частоты излучения и высоты подъема радиостанций. Наличие дополнительной фазы приводит к снижению точности измерений, ибо создает не поддающуюся точному учету фазовую ошибку.

§ 2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МЕТОДАХ ИЗМЕРЕНИЯ РАССТОЯНИЙ ПРИ ПОМОЩИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Физическая основа методов. Возможность измерения расстояний при помощи электромагнитных волн основана на зависимости пути, проходимого волной, от времени его прохождения. В предположении, что электромагнитная волна распространяется строго прямолинейно с постоянной скоростью v, эта зависимость представляет собой уравнение прямолинейного равномерного движения:

$$s = vt,$$

и, следовательно, за некоторый конечный интервал времени $\tau = t_2 - t_1$ волна пройдет конечное расстояние

$$D = v\tau,$$

для определения которого необходимо измерить интервал времени τ и знать скорость распространения v.

Пусть расстояние D соответствует некоторому отрезку AB между точками A и B. Чтобы измерить время τ, надо зафиксировать момент t_1 выхода волны из точки A и момент t_2 прихода волны в точку B. Технически это легче всего сделать в том случае, если оба момента будут фиксироваться *одной и той же аппаратурой.* Поскольку, естественно, невозможно иметь одно и то же устройство одновременно в точках A и B, поступают следующим образом: в точке B волну заставляют отразиться обратно в точку A, в которой располагают измерительную аппаратуру, и производят фиксацию моментов выхода и возвращения волны в точке A. Таким образом, реально определяемый интервал времени есть $2\tau = \tau_{2D}$, т. е. соответствует двойному расстоянию $2D$, и поэтому искомое расстояние определяется соотношением

$$D = \frac{v\tau_{2D}}{2}. \qquad (1.24)$$

Измерительный процесс сводится, следовательно, к измерению времени τ_{2D}. Так как скорость электромагнитных волн очень велика ($\sim 3 \cdot 10^5$ км/с), это время чрезвычайно мало даже при больших расстояниях; например, при $D = 30$ км оно составляет всего 0,0002 с, или 0,2 мс.

Столь малые временные интервалы требуется измерять с очень высокой точностью, чтобы получить удовлетворяющую геодезическим требованиям точность измерения расстояния. Непосредственно из уравнения (1.24) следует, что ошибка измерения времени

$$m_{\tau_{2D}} = \frac{2m_D}{v} = \tau_{2D}\frac{m_D}{D}. \qquad (1.25)$$

Если, например, поставить требование, чтобы расстояние D было определено с ошибкой не более 3 см (что при $D=30$ км соответствует относительной ошибке 1 : 1 000 000), то время τ_{2D} необходимо измерить с ошибкой не более $2\cdot 10^{-10}$ с$=0{,}2$ нс.

Естественно, что для достижения такой точности необходимы специальные методы измерений. К настоящему времени разработано несколько таких методов, различающихся по техническим принципам. Этими методами измеряют либо непосредственно временной интервал, либо другой параметр, являющийся определенной функцией этого интервала. В зависимости от конкретного метода реализуется та или иная схема измерения расстояний, определяющая соответствующую функциональную схему построения измерительной аппаратуры.

Физическая сущность всех методов измерения расстояний заключается в сравнении одного и того же физического параметра, связанного с электромагнитным излучением, *до и после* прохождения излучением измеряемой дистанции. Обычно аппаратура на одном конце измеряемой линии содержит передатчик и приемник, а на другом конце — отражатель, и один и тот же сигнал от передатчика направляется на приемник одновременно по двум различным путям: непосредственно (без выхода на дистанцию) и через измеряемую дистанцию (путь до отражателя и обратно), как показано на рис. 3. Первый путь называется *опорным каналом* или трактом, а идущий по нему сигнал — *опорным сигналом.* Второй путь образует дистанционный канал, соответственно приходящий от отражателя сигнал называют *дистанционным* сигналом *. В приемнике осуществляется сравнение опорного и дистанционного сигналов по избранному параметру, или, другими словами, измеряется их различие по этому параметру. Так как эти сигналы образованы из одного и того же сигнала передатчика, указанное различие обусловлено только тем, что они проходят различные пути: опорный сигнал проходит путь d, а дистанционный — путь $2D$, т. е. измеряемое различие является функцией разности путей $2D - d$, содержащей искомую величину D.

Классификация методов измерения расстояний. Выбор параметра, по которому производится сравнение опорного и дистанционного сигналов, определяет метод измерения расстоя-

* Иногда его называют измерительным сигналом, а дистанционный канал называют сигнальным каналом.

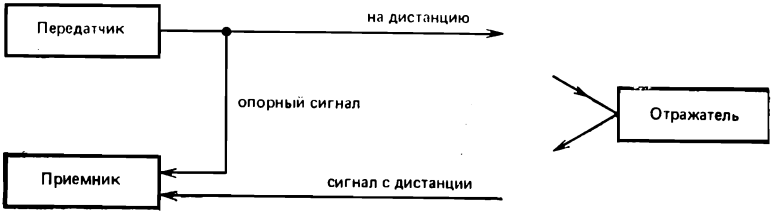


Рис. 3.
Общая схема измерения расстояний при помощи электромагнитных волн.

ния. Существуют следующие основные методы: временной (импульсный), частотный и фазовый. Последний может быть реализован в двух вариантах: на несущей частоте (т. е. без модуляции) и на частоте модуляции. Фазовый метод на несущей частоте часто называют интерференционным методом; особенно применимо это название к оптическому диапазону.

В некоторых случаях используют сочетание временного и фазового методов, и такой комбинированный метод называют импульсно-фазовым.

§ 3. ВРЕМЕННОЙ (ИМПУЛЬСНЫЙ) МЕТОД

При измерении расстояний импульсным методом измеряется непосредственно время распространения коротких, регулярно следующих со сравнительно долгими паузами импульсов, которые излучаются установленным в начале линии приемопередатчиком, проходят расстояние до отражателя на конце линии и возвращаются к ее началу. Искомое расстояние вычисляется по формуле (1.24).

При импульсном излучении передатчик работает лишь в течение коротких промежутков времени, равных длительности импульсов (рис. 4, *а*). Отношение периода повторения импульсов $T_п$ к длительности импульсов $\tau_и$ называется *скважностью.* Используемые для измерения дальности импульсы должны иметь исключительно малую длительность и очень большую скважность (более 1000).

В реальных системах энергия излучается обычно в виде высокочастотной несущей волны, на которую эти импульсы налагаются. Для этого применяется амплитудная или частотная модуляция (при импульсах почти прямоугольной формы говорят об амплитудной или частотной манипуляции). Вследствие более простой осуществимости и существенно меньшей средней мощности излучения амплитудная манипуляция предпочтительнее; в течение длительности импульса излучаются высокочастотные колебания постоянной амплитуды, а в паузах между импульсами излучение отсутствует (рис. 4, *б*). При частотной манипуляции амплитуда излучаемых колебаний остается по-

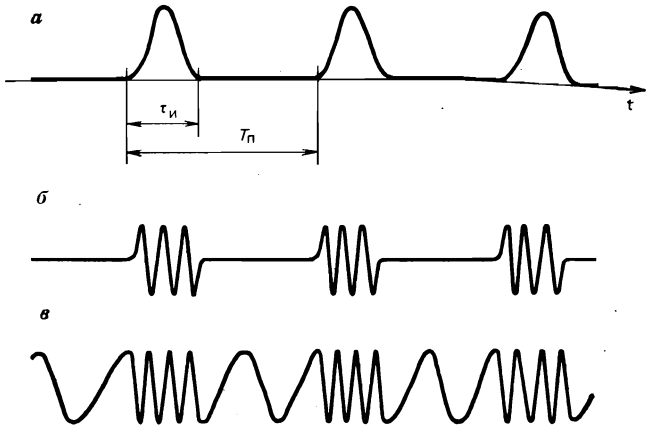


Рис. 4.
Форма немодулированных (*а*) и модулированных по амплитуде (*б*) и частоте (*в*) импульсов

стоянной, а частота изменяется на время длительности импульса (рис. 4, *в*).

Чтобы полученная величина измеряемого расстояния D была однозначной, период следования импульсов должен быть больше времени пробега τ_{2D} импульсом измеряемой линии туда и обратно. В этом случае отраженный сигнал достигает приемника раньше, чем излучается следующий импульс. Чем короче расстояние, тем выше допустимая частота следования импульсов $F_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}}$.

Требуемая точность измерения времени τ_{2D} определяется формулой (1.25) предыдущего параграфа. Для получения сантиметровой точности определения расстояния необходимо измерять время распространения импульса с ошибкой в десятые доли наносекунды. Точность регистрации импульсов зависит от возможностей фиксации опорных точек импульса (которые являются точками начала отсчета при измерении времени пробега) и, прежде всего, от крутизны фронтов импульса. Возникающие при этом погрешности определения времени пробега в современных радиочастотных системах приводят к ошибкам измерения дальности порядка нескольких дециметров. Поэтому для точной дальнометрии импульсный метод с использованием радиочастотных импульсов в общем случае оказывается непригодным.

Развитие лазерной техники позволило получать оптические импульсы длительностью от 10 до 0,1 нс*. Соответствующие

* В последние годы стремительно развивается техника пикосекундных импульсов — методы генерации и измерения оптических импульсов длительностью порядка 10^{-12} с. Создание пикосекундных лазеров, основанных на использовании режима синхронизации мод (см. § 11, стр. 103), открывает новые перспективы для импульсного метода измерения расстояний.

ошибки измерения расстояний при этом составляют от 1 м до единиц сантиметров. Импульсные лазеры позволяют получать более высокие излучаемые мощности, чем лазеры с непрерывным излучением, что дает возможность измерять очень большие расстояния. Производимые в космической геодезии измерения дальностей до Луны или искусственных спутников Земли, когда длина трассы достигает многих тысяч километров, даже при невысокой абсолютной точности обеспечивают большую относительную точность. Если, например, время пробега определяется с точностью 1 нс, то при измерении расстояния до Луны ее удаление от Земли определяется с погрешностью ± 15 см. Относительная ошибка при этом составляет $5 \cdot 10^{-8}$. Большая мощность передатчика позволяет также измерять дальности до объектов, не снабженных специальными отражателями, например определять высоты над земной поверхностью с летательных аппаратов или измерять глубины в море.

В последнее время были созданы также электрооптические дальномеры со светодиодами для измерения малых расстояний, использующие импульсный метод измерений.

Обобщенная схема построения импульсного дальномера изображена на рис. 5. Электромагнитные (световые) волны от источника излучения при помощи модулятора превращаются в импульсы с амплитудной или частотной модуляцией. Модулирующие импульсы поступают на модулятор от формирователя импульсов, который преобразует синусоидальные колебания генератора с постоянной частотой в последовательность импульсов с постоянной и высокостабильной частотой повторения $F_{\text{п}}$. Полученные таким образом сигналы, которые в случае необходимости могут быть усилены усилителем, излучаются антенной (оптической системой) передатчика по направлению к отражателю. Отражатели могут быть либо пассивными — в оптическом диапазоне (в виде зеркал или призм), либо активными (в радиодиапазоне), которые представляют собой приборы, принимающие излучение, усиливающие его и направляющие усиленные сигналы обратно к началу измеряемой линии. После отражения электромагнитные волны при помощи приемной антенны (оптической системы) попадают на приемник, где они преобразуются в последовательность электрических импульсов. Как модулирующие импульсы передатчика, так и принятые импульсы поступают на устройство измерения времени. Таким устройством может служить, например, электронно-лучевая трубка; в этом случае импульсы отображаются на экране (рис. 6).

В современных приборах для измерения времени пробега вместо электронно-лучевой трубки обычно используется электронный счетчик. В частности, в приборах с импульсными лазерами момент излучения лазерного импульса задается кварцевыми или атомными часами (рис. 7). Часть энергии этого им-

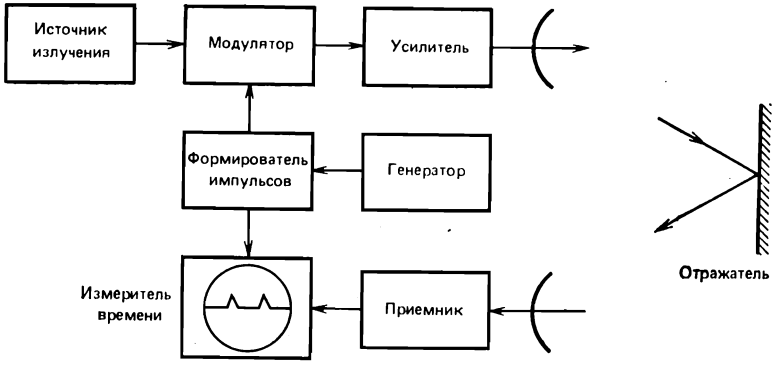


Рис. 5.
Обобщенная схема построения импульсного дальномера

пульса отводится и служит стартовым импульсом при измерении интервала времени. Для этого отведенный импульс по находящемуся внутри прибора световоду подается на фотоприемник, где он преобразуется в электрический импульс, который затем поступает на электронно-счетный измеритель времени пробега, открывая счет временного интервала. Другая часть излученного импульса проходит двойное измеряемое расстояние и через приемную оптическую систему также поступает на фотоприемник, преобразуется в электрический импульс и останавливает счет времени пробега в электронном счетчике, выполняя, следовательно, роль стоп-импульса. Временной интервал между старт-импульсом и стоп-импульсом представляет собой искомое время пробега.

Более подробно импульсные лазерные дальномеры описываются в § 14.

Достоинства импульсного метода состоят в следующем:

— время пробега является непосредственным результатом измерений, длина линии пропорциональна времени пробега;

— осуществляется прямое измерение полной дальности, нет необходимости знать ее приближенное значение;

— измерение проводится быстро и дает результат в удобной форме;

— можно измерять расстояния до объектов, не снабженных специальными отражателями, при умеренной потребляемой мощности аппаратуры, а также расстояния до искусственных спутников Земли и до Луны.

Недостаток импульсного метода — меньшая точность по сравнению с фазовым. При измерении расстояний в наземной геодезии эта точность, как правило, не отвечает необходимым требованиям, за исключением случаев достаточно больших расстояний. Поэтому в наземной геодезии импульсный метод

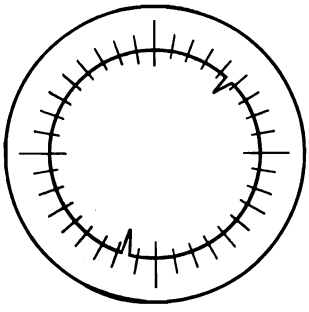


Рис. 6.
Шкала ЭЛТ с круговой разверткой в импульсном дальномере

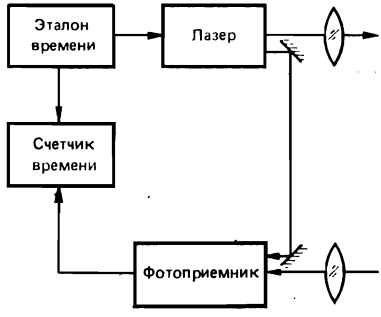


Рис. 7.
Схема импульсного лазерного дальномера с электронным счетчиком времени

используется главным образом в радиогеодезических системах (см. § 21), в космической геодезии он реализуется наиболее широко в оптическом диапазоне (импульсные лазерные дальномеры, § 14).

§ 4. ФАЗОВЫЙ МЕТОД

Фазовый метод является наиболее распространенным методом геодезической наземной дальнометрии и используется практически во всех свето- и радиодальномерах и в большинстве радиогеодезических систем. Поэтому мы рассмотрим его подробнее.

Общий принцип фазовой дальнометрии

Фазовый метод основан на том, что фаза гармонического колебания есть линейная функция времени, и, следовательно, изменение фазы за некоторый промежуток времени будет линейной функцией расстояния, пройденного за это время гармоническим колебанием.

Основное уравнение фазовой дальнометрии. Пусть передатчик (рис. 8) излучает гармонические колебания круговой частоты с фазой

$$\varphi_1 = \omega t + \varphi_0. \tag{1.26}$$

На расстоянии D установлен отражатель. Пройдя расстояние $2D$ до отражателя и обратно, колебания поступают на приемник*. При этом их фаза с тем же началом счета времени будет

$$\varphi_2 = \omega (t - \tau_{2D}) + \varphi_0, \tag{1.27}$$

* Здесь и далее мы рассматриваем случай, когда приемник и передатчик расположены рядом на одном конце линии.

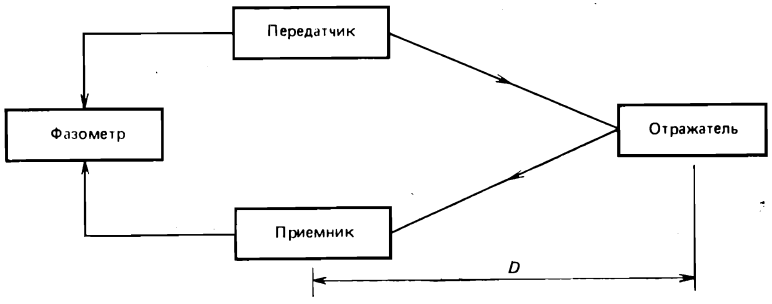


Рис. 8.
Принципиальная схема осуществления фазового метода измерения расстояний

где τ_{2D} — время распространения излучения вдоль дистанции в прямом и обратном направлениях.

Фазометр измеряет разность фаз излучаемых и принимаемых колебаний:

$$\varphi_{2D} = \varphi_1 - \varphi_2 = \omega\tau_{2D} = 2\pi f\tau_{2D}, \tag{1.28}$$

откуда время

$$\tau_{2D} = \varphi_{2D}/2\pi f. \tag{1.29}$$

Зная скорость распространения колебаний v, получим:

$$D = \frac{v\tau_{2D}}{2} = \frac{v\varphi_{2D}}{4\pi f}. \tag{1.30}$$

Таким образом, расстояние D можно вычислить (при известной скорости v), если измерить сдвиг фаз φ_{2D} на частоте f, возникший в результате прохождения электромагнитными колебаниями расстояния до отражателя и обратно.

Очевидно, что сдвиг фаз φ_{2D} в общем случае всегда можно представить в виде

$$\varphi_{2D} = 2\pi N + \varphi, \tag{1.31}$$

где N — целое число, а φ — величина, меньшая 2π $(0<\varphi<2\pi)$. Любой фазометр может измерить сдвиг фаз лишь в пределах от 0 до 2π, т. е. только величину φ, а следовательно, число N остается неизвестным.

Подставив выражение (1.31) в уравнение (1.30), получим:

$$D = \frac{v}{2f}\left(N + \frac{\varphi}{2\pi}\right). \tag{1.32}$$

Формула (1.32) есть *основное уравнение фазовой дальнометрии*. В нем два неизвестных: расстояние D и целое число N, для определения которого необходимо предпринимать некото-

рые специальные меры, о чем речь будет идти ниже. Уравнение (1.32) часто записывают в виде

$$D = \frac{\lambda}{2}\left(N + \frac{\varphi}{2\pi}\right), \tag{1.33}$$

или

$$D = \frac{\lambda}{2}(N + \Delta N), \tag{1.34}$$

где $\lambda = \frac{v}{f}$ — длина волны; $\Delta N = \frac{\varphi}{2\pi}$ — дробь, меньшая единицы $(0 < \Delta N < 1)$.

Масштабная частота. Формула (1.34) показывает, что измеряемое расстояние равно некоторому числу $(N + \Delta N)$ полуволн $\lambda/2$. Другими словами, величина $\lambda/2$ представляет собой ту линейную меру, при помощи которой проводится измерение расстояния — своеобразную масштабную единицу длины, «укладываемую» на измеряемом отрезке. Поэтому соответствующую длине волны λ частоту f, к которой относится измеряемый фазовый сдвиг, называют *масштабной* частотой.

В схеме, изображенной на рис. 8, масштабной частотой является частота колебаний, излучаемых передатчиком (несущая частота). Фазовые измерения на сравнительно низких несущих частотах реализуются во многих радиогеодезических системах (§ 21).

В современных геодезических фазовых дальномерах, как правило, применяется модуляция излучаемых колебаний, и масштабной частотой является частота модуляции. Поясним, чем обусловлено такое техническое решение.

Роль модуляции и функциональная схема фазового дальномера. При достаточно высокой частоте излучения (начиная примерно с частот СВЧ диапазона) весьма сложно производить фазовые измерения и резко усложняется, особенно на оптических частотах, определение числа N. Измерения на таких частотах целесообразно выполнять не при помощи фазометра, а регистрируя результат непосредственной интерференции излучаемых и принимаемых колебаний в точке приема, т. е. применяя *интерференционный метод* измерения расстояний (§ 6). В этом случае дальномер превращается в интерферометр (СВЧ или оптический). Интерферометры обеспечивают очень высокую точность измерений, но интерференционному методу присущи специфические трудности и ограничения, и он пока что может использоваться лишь в отдельных случаях для решения специальных задач.

Для фазовых измерений в геодезических дальномерах общего назначения оптимальными, как считается в настоящее

время, являются частоты, лежащие в диапазоне 10—500 МГц. Однако непосредственное излучение колебаний с такими сравнительно низкими частотами для точных измерений непригодно по ряду причин (отражения от подстилающей поверхности, дифракция, значительные размеры антенн).

Таким образом, возникает противоречие, состоящее в том, что с точки зрения условий излучения и распространения наиболее подходящими оказываются электромагнитные волны СВЧ и оптического диапазонов, а с точки зрения фазовых измерений — волны, соответствующие значительно более низким частотам.

Для разрешения этого противоречия в фазовых дальномерах и используют модуляцию излучаемых колебаний. Передатчик излучает колебания СВЧ или оптического диапазона, которые служат несущими. Они модулируются колебаниями частот 10÷500 МГц, к которым относятся фазовые измерения и которые, следовательно, являются измерительными, масштабными.

Итак, передатчик излучает модулированные колебания. Поскольку несущая частота нужна лишь как переносчик масштабной частоты, после приема модулированных колебаний от несущей в общем случае необходимо избавиться, т. е. выделить из принятого модулированного сигнала только колебания масштабной частоты — частоты модуляции. Для этого нужно применить операцию детектирования.

В соответствии со сказанным обобщенная схема фазового дальномера, показанная на рис. 8, должна быть заменена следующей функциональной схемой (рис. 9).

В зависимости от используемого диапазона несущих частот геодезические фазовые дальномеры делятся на два качественно различных класса — свето- и радиодальномеры.

Светодальномеры — это дальномеры, в которых в качестве несущих используются частоты оптического диапазона — видимый свет или инфракрасное (ИК) излучение.

Радиодальномеры — это дальномеры, в которых в качестве несущих используются частоты СВЧ радиодиапазона (сантиметровые или миллиметровые радиоволны).

Таким образом, основное различие свето- и радиодальномеров заключается в диапазоне используемых несущих колебаний. Это различие влечет за собой резкое несходство свето- и радиодальномеров в схемном и конструктивном отношениях, обусловленное различными методами передачи, модуляции и приема оптических волн и радиоволн. Поэтому более подробное изложение способов построения схем свето- и радиодальномеров приходится давать для них раздельно (см. § 15, 19).

Фазовые дальномеры можно подразделить на две группы.

Первую группу составляют дальномеры, в которых разность фаз φ измеряется на определенной заданной частоте модуляции f, предусмотренной при конструировании дальномера.

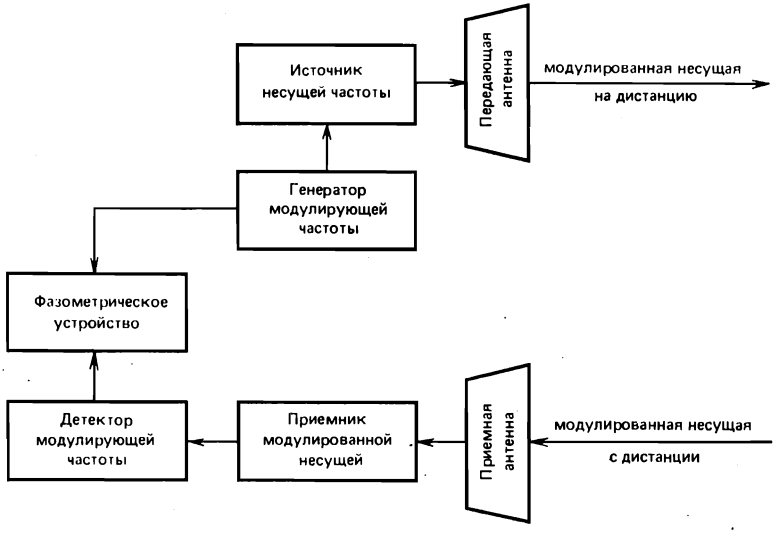


Рис. 9.
Функциональная схема фазового дальномера

В дальномере может быть несколько фиксированных частот, значения которых точно известны, и такие дальномеры называются *дальномерами с фиксированными частотами.*

Вторую группу составляют дальномеры, в которых частоту модуляции f можно плавно менять в некотором диапазоне. При этом используется то обстоятельство, что при изменении частоты меняется и разность фаз φ. В таких дальномерах вместо φ измеряют частоту f, при которой φ становится равной определенному известному значению. Дальномеры такого типа называются *дальномерами с переменной частотой модуляции.* Переменная частота модуляции используется сейчас значительно реже, чем фиксированные частоты, и применяется лишь в некоторых светодальномерах.

Свето- и радиодальномеры измеряют расстояния между двумя неподвижными пунктами на земной поверхности. Для измерения расстояний до подвижных объектов с целью определения их координат применяется особый класс устройств, называемых радиогеодезическими системами (РГС). Схема на рис. 9 относится к геодезическим наземным дальномерам, т. е. к свето- и радиодальномерам. Радиогеодезические системы рассматриваются в § 21.

Способы разрешения неоднозначности в фазовой дальнометрии

Чтобы вычислить расстояние по уравнению вида (1.32), необходимо определить целое число N и тем самым устранить

неопределенность, неоднозначность этого уравнения. Определение числа N называется *разрешением неоднозначности* (или многозначности) и в разных типах фазовых дальномерных устройств проводится различным образом. В свето- и радиодальномерах в настоящее время используются два основных способа разрешения неоднозначности: способ плавного изменения частоты и способ фиксированных частот (применяется также и комбинированный способ). Способ фиксированных частот используется и в некоторых типах фазовых радиогеодезических систем. В большинстве фазовых РГС, а также в лазерных интерферометрах применяется способ изменения расстояния.

Способ плавного изменения частоты. Этот способ, как ясно из названия, используется в дальномерах с переменной частотой модуляции. Сущность способа состоит в следующем. Поскольку при изменении частоты меняется и разность фаз φ, в диапазоне перестройки можно подобрать ряд частот, при которых φ (а значит, и ΔN) принимает одинаковые значения при различных N. Эти частоты расположены эквидистантно на частотной оси, а их число в диапазоне перестройки зависит от длины измеряемого расстояния. Предположим, что мы выбрали две такие частоты f_1 и f_2; в общем случае их порядковые номера на частотной оси отличаются на n. Для двух частот получаем два уравнения:

$$D = \frac{v}{2f_1}(N_1 + \Delta N); \tag{1.35}$$

$$D = \frac{v}{2f_2}(N_2 + \Delta N). \tag{1.36}$$

При измерениях дальномером часто́ты модуляции f_1 и f_2 обычно подбирают так, чтобы φ было равно какой-либо одной из следующих величин: 0, $\pi/2$ или π; при этом ΔN будет соответственно 0, 1/4 или 1/2. Разумеется, в дальномере должен быть соответствующий индикатор, способный фиксировать эти значения. Подобранные указанным образом частоты f_1 и f_2 измеряются каким-либо частотоизмерительным устройством. При перестройке частоты от f_1 до f_2 непосредственным счетом по индикатору определяют величину

$$n_{1.2} = N_1 - N_2 \tag{1.37}$$

(это соответствует случаю $f_1 < f_2$; если $f_1 < f_2$, то $n_{2.1} = N_2 - N_1$).

Равенства (1.35), (1.36) и (1.37) образуют систему трех уравнений с тремя неизвестными D, N_1 и N_2, имеющую однозначное решение.

Приравнивая правые части первых двух уравнений с учетом третьего уравнения, получим:

$$N_1 + \Delta N = n_{1.2} \frac{f_1}{f_1 - f_2}; \tag{1.38}$$

$$N_2 + \Delta N = n_{1.2} \frac{f_2}{f_1 - f_2}. \tag{1.39}$$

В зависимости от того, каким выбрано регистрируемое значение φ, числа $N_1+\Delta N$ и $N_2+\Delta N$ должны быть либо целыми, либо целыми плюс половина, либо целыми плюс одна четверть. Из-за неизбежных ошибок измерений числа, вычисленные по формулам (1.38) и (1.39), могут несколько отличаться от указанных значений. Поэтому их надо обязательно округлить до ближайшего нужного значения и только после этого подставлять в уравнения (1.35) и (1.36) для вычисления расстояния.

Величина отличия вычисленных чисел $N+\Delta N$ от нужных значений является критерием качества измерений и поэтому строго лимитируется. Чтобы можно было уверенно произвести округление в нужную сторону, отличие должно быть менее 0,5. Практически инструкциями устанавливаются еще более жесткие допуски.

Неоднозначность разрешается тем уверенней, чем больше разнесены частоты f_1 и f_2, т. е. чем больше число $n_{1.2}$.

Допустим теперь, что $n_{1.2}=1$, т. е. фиксируются две ближайшие друг к другу частоты, при которых наступает одинаковое значение ΔN (назовем их смежными частотами). Из уравнений (1.35) — (1.37) нетрудно установить, что разность смежных частот δf определяется выражением

$$\delta f = \frac{v}{2D}, \tag{1.40}$$

т. е. будет тем больше, чем меньше измеряемое расстояние. Очевидно, что существует такое минимальное значение расстояния $D_{\min}$, при котором смежные частоты f_1 и f_2 будут разнесены на концы предусмотренного в приборе диапазона изменения частоты так, что следующие частоты, при которых наблюдалось бы то же значение φ, будут находиться уже за границами частотного диапазона дальномера. Другими словами, во всем частотном диапазоне шириной Δf будут наблюдаться только две «рабочие» частоты. Чтобы при перестройке частоты модуляции в диапазоне изменения частоты Δf всегда укладывалось бы не менее двух рабочих частот, необходимо выполнение условия

$$\delta f \leqslant \frac{1}{2} \Delta f. \tag{1.41}$$

Отсюда получаем минимальное расстояние, которое можно

однозначно измерить дальномером с плавным изменением частоты в диапазоне Δf:

$$D_{\min} = v/\Delta f. \tag{1.42}$$

В некоторых приборах (например, в советском светодальномере СГ-3) для разрешения неоднозначности используется разновидность способа плавного изменения частоты, иногда называемая способом последовательных приближений. Сущность этого варианта заключается в следующем. Из формулы (1.40) следует, что

$$D = \frac{v}{2\delta f}. \tag{1.43}$$

Расстояние, вычисленное по этой формуле, будет тем точнее, чем больше величина δf или чем она точнее известна. Поскольку увеличить δf при заданном расстоянии невозможно, идут по пути ее последовательного уточнения. Расстояние, вычисленное по формуле (1.43) с использованием непосредственно измеренного значения δf в начале диапазона, является первым приближением. Второе приближение для δf (а следовательно, для D) получают, измеряя разность уже не смежных частот (т. е. первой и второй), а первой и третьей, разделенных интервалом $2\delta f$, и деля результат на 2. Следующее приближение — измерение частот, разделенных интервалом $3\delta f$ (первой и четвертой), и деление результата на 3 и т. д. Так продолжается до тех пор, пока очередное приближение для D будет отличаться от предыдущего не более чем на $\lambda/4$, т. е. расстояние становится известным с точностью, необходимой для безошибочного вычисления числа N на любой из рабочих частот в пределах всего диапазона изменения частоты.

При автоматизации этого способа удобно использовать не все приближения, а только кратные 2^k, где k — целое число (т. е. 1, 2, 4, 8-е и т. д.), так как при этом технически упрощается задача деления частоты.

Способ фиксированных частот. Для однозначного решения уравнения (1.32) при одной фиксированной частоте необходимо *приближенно знать расстояние* D с такой точностью, чтобы при вычислении целого числа N по формуле [следующей из уравнения (1.34)]

$$N = \frac{2D_{\text{прибл}}}{\lambda} - \Delta N$$

оно было получено *верно*, т. е. ошибка m_N была бы по крайней мере менее 0,5. Из последнего равенства следует

$$m_N = \frac{2}{\lambda} m_D. \tag{1.44}$$

Подставив сюда условие $m_N<0{,}5$, найдем, что $D_{\text{прибл}}$ нужно знать с ошибкой менее $\lambda/4$.

Как указывалось в предыдущем разделе, типичные значения масштабных частот лежат в диапазоне 10—500 МГц. При $f=10$ МГц $\lambda/4=7{,}5$ м. Знать с такой точностью достаточно большое расстояние — практически невыполнимое требование даже при наличии крупномасштабных карт. Поэтому дальномеры с одной фиксированной частотой модуляции не могут обеспечить разрешение неоднозначности (за исключением случаев коротких расстояний).

Путь, позволяющий решить задачу, состоит во введении нескольких фиксированных частот. При m частотах имеем m независимых уравнений:

$$\left.\begin{aligned} D &= \frac{v}{2f_1}(N_1+\Delta N_1) = \frac{\lambda_1}{2}(N_1+\Delta N_1);\\ D &= \frac{v}{2f_2}(N_2+\Delta N_2) = \frac{\lambda_2}{2}(N_2+\Delta N_2);\\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\\ D &= \frac{v}{2f_m}(N_m+\Delta N_m) = \frac{\lambda_m}{2}(N_m+\Delta N_m), \end{aligned}\right\} \qquad (1.45)$$

где все величины ΔN известны (измерены фазометром), но неизвестны все N и D. Решение задачи может быть различным в зависимости от того, как выбраны частоты $f_1, f_2, \ldots, f_m$. Существуют два основных варианта построения сетки фиксированных частот: 1) *метод кратных частот*, составляющих ряд $f_1>f_2>\ldots>f_m$, и 2) *метод комбинационных частот* — близких частот, выбранных так, чтобы последовательно уменьшались в целое число раз разности первой и следующих частот; обычно $(f_1-f_m)>(f_1-f_{m-1})>\ldots>(f_1-f_2)$. Рассмотрим принципиальное решение задачи для обоих вариантов.

1. *Метод кратных частот.* Основная идея этого варианта заключается в том, что приближенное значение расстояния, требуемое для определения числа N на каждой частоте, находится из измерений на следующей более низкой (меньшей в целое число раз) частоте, для определения N на которой можно знать расстояние более грубо. Для этого каждая более низкая частота должна в то же время быть достаточно высокой для того, чтобы обеспечить получение расстояния с точностью не хуже четверти длины волны предыдущей (более высокой) частоты.

Рассмотрим простой случай двух фиксированных частот. Пусть имеется частота f_1 и более низкая частота f_2, выбранная в соответствии с указанными выше требованиями. Для двух

частот получаем два уравнения:

$$D = \frac{\lambda_1}{2}(N_1 + \Delta N_1); \tag{1.46}$$

$$D = \frac{\lambda_2}{2}(N_2 + \Delta N_2). \tag{1.47}$$

Предположим, что расстояние заранее известно с точностью не менее $\lambda_2/4$. Тогда мы можем определить N_2 по формуле

$$N_2 = \frac{2D_{\text{прибл}}}{\lambda_2} - \Delta N_2. \tag{1.48}$$

Округлив полученное таким образом число N_2 до ближайшего целого и подставив его в уравнение (1.47), мы найдем расстояние, определенное на частоте f_2. Это расстояние будет представлять собой второе приближение $D'_{\text{прибл}}$ по сравнению с заранее известным значением $D_{\text{прибл}}$ и будет являться тем приближенным значением, которое необходимо для определения N_1 на первой частоте. По этому значению расстояния находим

$$N_1 = \frac{2D'_{\text{прибл}}}{\lambda_1} - \Delta N_1, \tag{1.49}$$

округляем его до целого числа и, подставляя в уравнение (1.46), получаем точное значение расстояния D.

Практически можно исключить промежуточную операцию вычисления $D'_{\text{прибл}}$. Действительно, приравняв правые части уравнений (1.46) и (1.47), получим:

$$N_1 = \frac{\lambda_2}{\lambda_1}(N_2 + \Delta N_2) - \Delta N_1, \tag{1.50}$$

и поэтому можно, найдя из выражения (1.48) N_2 и округлив его до целого, подставить его в формулу (1.50) и сразу получить верное значение числа N_1 без промежуточного вычисления $D'_{\text{прибл}}$.

Отношение величин (целое число)

$$K = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} = \frac{f_1}{f_2}, \tag{1.51}$$

показывающее, во сколько раз грубее можно предварительно знать расстояние при двух частотах, чем при одной частоте, называется *коэффициентом неоднозначности*. Чем ниже вторая частота, тем больше этот коэффициент. Однако его увеличение лимитируется тем, что при слишком низкой частоте может быть не обеспечена необходимая точность получения $D'_{\text{прибл}}$ (не грубее $\lambda_1/4$). Следовательно, вторая частота может быть уменьшена по сравнению с первой только до определенного предела.

Если при этом требуемая точность предварительного знания $D_{\text{прибл}}$ еще неприемлемо высока, то вводят третью частоту, четвертую и т. д.

Рассмотренный вариант разрешения неоднозначности прост и удобен для автоматизации. Достаточно иметь только один стабилизированный генератор на наиболее высокую частоту f_1, а остальные частоты можно получить делением частоты f_1.

Таким образом, в этом варианте точное значение расстояния получают только на основной (самой высокой) частоте, а остальные частоты используются лишь для расширения диапазона однозначно измеряемого расстояния.

2. *Метод комбинационных (близких) частот.* В этом случае также имеется набор частот $f_1 > f_2 > \ldots > f_m$, но все они одного порядка величины, а необходимые ступени уменьшения частот создаются последовательностью $f_1 > (f_1 - f_m) > (f_1 - f_{m-1}) > \ldots > (f_1 - f_2)$. При этом используется то обстоятельство, что разность результатов измерений на двух частотах эквивалентна результату измерения на разностной частоте.

Поясним сущность этого варианта также на примере двух частот. Предположим, что имеются две частоты f_1 и f_2 одного порядка величины, но при этом f_2 несколько ниже, чем f_1, так что разность $(f_1 - f_2)$ существенно меньше f_1. Запишем два соответствующих уравнения:

$$D = \frac{\lambda_1}{2}(N_1 + \Delta N_1); \tag{1.52}$$

$$D = \frac{\lambda_2}{2}(N_2 + \Delta N_2). \tag{1.53}$$

Кроме того, запишем соотношение

$$N_1 - N_2 = n_{1.2}, \tag{1.54}$$

где $n_{1.2}$ — неизвестное целое число. Если бы оно было известно, то система уравнений (1.52) — (1.54) решалась бы однозначно. Для нахождения $n_{1.2}$, как будет показано ниже, необходимо опять-таки предварительно знать расстояние $D_{\text{прибл}}$, но уже с точностью не до $\lambda_1/4$, а с такой, чтобы получить верное значение целого числа $n_{1.2}$, намного меньшего, чем N_1 и N_2.

Приравняв правые части (1.52) и (1.53) с учетом (1.54), определив из полученного равенства N_1 и подставив его в (1.52), получим уравнение

$$D = \frac{\lambda_{1.2}}{2}(n_{1.2} + \Delta N_1 - \Delta N_2), \tag{1.55}$$

где

$$\lambda_{1.2} = \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} = \frac{v}{f_2 - f_1} \tag{1.56}$$

есть *длина волны разностной частоты.*

Из уравнения (1.55) можно найти $n_{1.2}$, если заранее известно расстояние D. Определим, с какой точностью требуется его знать. Из (1.55) для ошибок получим

$$m_D^2 = \frac{\lambda_{1.2}^2}{4}\left(m_{n_{1.2}}^2 + m_{\Delta N_1}^2 + m_{\Delta N_2}^2\right). \qquad (1.57)$$

Предположим, что величины Δ_{N1} и ΔN_2 измеряются безошибочно, т. е. $m_{\Delta N_1} = m_{\Delta N_2} = 0$. Тогда, считая $m_{n_{1.2}} < 0{,}5$, найдем:

$$m_{D_{\text{прибл}}} < \frac{\lambda_{1.2}}{4}. \qquad (1.58)$$

Коэффициентом неоднозначности в этом случае является величина

$$K_{1.2} = \frac{\lambda_{1.2}}{\lambda_1} = \frac{f_1}{f_1 - f_2}. \qquad (1.59)$$

Поэтому условие (1.58) можно записать в виде

$$m_{D_{\text{прибл}}} < K\frac{\lambda_1}{4}, \qquad (1.60)$$

откуда наглядно видно, что чем больше K, тем грубее можно знать $D_{\text{прибл}}$ и тем больше диапазон однозначно измеряемых расстояний.

Однако увеличение коэффициента неоднозначности влечет за собой, как нетрудно установить из формулы (1.57), повышение требований к точности измерения разности фаз на обеих частотах (а также к точности самих частот). Поэтому увеличивать коэффициент неоднозначности можно лишь до тех пор, пока требуемая точность измерения разности фаз не будет превышать возможностей фазоизмерительного устройства дальномера. Если при этом еще не достигается желаемый диапазон разрешения неоднозначности (т. е. требуемая точность предварительного знания $D_{\text{прибл}}$ еще неприемлемо высока), то приходится вводить третью частоту, четвертую и т. д. При этом каждая следующая частота должна располагаться все ближе к первой частоте, т. е. разности первой и добавляемых частот должны последовательно уменьшаться. Иногда масштабные частоты нумеруются не в порядке их введения для расширения диапазона однозначности, а в порядке уменьшения их численных значений: $f_1 > f_2 > \ldots > f_m$. При такой нумерации наибольший диапазон однозначно измеряемого расстояния определяется разностью первой и второй частот и составляет $\lambda_{1.2}/2$.

При увеличении числа частот требования к точности измерения ΔN соответственно снижаются. Обычно в дальномерах бывает от двух до пяти масштабных частот. Коэффициенты неоднозначности для различных ступеней могут быть одинако-

выми или различными; обычно они лежат в пределах от 10 до 100. При заданной первой частоте выбор этих коэффициентов определяет конкретную сетку масштабных частот.

При наличии нескольких частот разрешение неоднозначности и определение точного значения расстояния сводится к следующему: решая систему уравнений (1.52) — (1.54) при условии, что $D=D_{\text{прибл}}$, находят $n_{1\cdot2}$, $n_{1\cdot3}$, ..., затем N_1, N_2, ... и, наконец, точное расстояние D на всех частотах. При этом все величины n и N, получаемые из вычислений, округляют до целого числа и только после этого используют для дальнейших вычислений.

Частным случаем рассмотренного способа фиксированных частот в обоих вариантах (кратные или близкие частоты) является так называемый *поразрядный* способ, наиболее часто используемый в современных дальномерах. Он основан на том, что коэффициенты неоднозначности по всем ступеням одинаковы и равны 10. При таком условии сетка частот целиком определяется первой частотой. Ее можно выбрать так, что обработка измерений сведется просто к определению десятичных разрядов в значении расстояния без вычисления чисел n и N. При этом самый точный разряд и его доли определяются на первой, самой высокой частоте.

Поясним это для метода близких частот в наиболее общем случае — на примере дальномера с пятью фиксированными частотами, пронумерованными в порядке их уменьшения. Для пяти частот при $K=10$ можно записать следующие уравнения:

$$\left.\begin{aligned}
n_{1.2} &= \frac{2D_{\text{прибл}}}{\lambda_{1.2}} - \Delta N_{1.2};\\
n_{1.3} &= 10\,(n_{1.2}+\Delta N_{1.2}) - \Delta N_{1.3};\\
n_{1.4} &= 10\,(n_{1.3}+\Delta N_{1.3}) - \Delta N_{1.4};\\
n_{1.5} &= 10\,(n_{1.4}+\Delta N_{1.4}) - \Delta N_{1.5};\\
N_1 &= 10\,(n_{1.5}+\Delta N_{1.5}) - \Delta N_1;\\
D &= \frac{\lambda_1}{2}\,(N_1+\Delta N_1),
\end{aligned}\right\} \qquad (1.61)$$

где для краткости обозначено $\Delta N_{1i}=\Delta N_1-\Delta N_i$ $(i=2, 3, 4, 5)$.

Подставляя в последнее из уравнений (1.61) значение N_1 из предпоследнего уравнения, затем в полученное равенство значение $n_{1.5}$ и т. д., получаем новую систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
D &= \frac{\lambda_1}{2}\,(N+\Delta N_1);\\
D &= 10\,\frac{\lambda_1}{2}\,(n_{1\cdot5}+\Delta N_{1.5});
\end{aligned}\right\}$$

$$\left.\begin{aligned} D &= 10^2 \frac{\lambda_1}{2}(n_{1.4} + \Delta N_{1.4}); \\ D &= 10^3 \frac{\lambda_1}{2}(n_{1.3} + \Delta N_{1.3}); \\ D &= 10^4 \frac{\lambda_1}{2}(n_{1.2} + \Delta N_{1.2}). \end{aligned}\right| \qquad (1.62)$$

Если теперь мы выберем такую частоту f_1, чтобы $\lambda_1/2 = 10$ м, то уравнения (1.62) примут вид

$$\left.\begin{aligned} D &= 10_{\text{м}} \cdot N_1 + 10_{\text{м}} \cdot \Delta N_1; \\ D &= 10_{\text{м}}^2 \cdot n_{1.5} + 10_{\text{м}}^2 \cdot \Delta N_{1.5}; \\ D &= 10_{\text{м}}^3 \cdot n_{1.4} + 10_{\text{м}}^3 \cdot \Delta N_{1.4}; \\ D &= 10_{\text{м}}^4 \cdot n_{1.3} + 10_{\text{м}}^4 \cdot \Delta N_{1.3}; \\ D &= 10_{\text{м}}^5 \cdot n_{1.2} + 10_{\text{м}}^5 \cdot \Delta N_{1.2}. \end{aligned}\right\} \qquad (1.63)$$

Так как величины ΔN_1 и ΔN_{1i} меньше единицы, это означает, что первые цифры в численных значениях вторых слагаемых уравнений (1.63) показывают: в первом уравнении — метры, во втором — десятки метров, в третьем — тысячи метров и т. д. Поэтому если в каждой из разностей ΔN_{1i} брать только первую цифру после запятой (отделяющей нуль целых), которую обозначим a_{1i}, а величину ΔN_1 взять со всеми цифрами после запятой, и, кроме того, приближенное расстояние выразить числом целых сотен тысяч метров $a_0 = D_{\text{прибл}}/10_{\text{м}}^5$, то измеряемое расстояние будет представлено в виде

$$D = 10^5 \cdot a_0 + 10^4 \cdot a_{1.2} + 10^3 \cdot a_{1.3} + 10^2 \cdot a_{1.4} + 10 \cdot a_{1.5} + \Delta N_1, \qquad (1.64)$$

т. е. может быть сразу записано числом с разрядами

$$a_0 \quad a_{1.2} \quad a_{1.3} \quad a_{1.4} \quad a_{1.5} \quad \Delta N_1, \qquad (1.65)$$

где ΔN_1 — единицы метров и их доли; $a_{1.5}$ — десятки метров и т. д.

При количестве частот, меньшем пяти, сокращается число разрядов, определяемых из измерений, и требования к точности $D_{\text{прибл}}$ соответственно увеличиваются.

Необходимость знания приближенного расстояния — ограничение, присущее дальномеру с фиксированными частотами, но зато для такого дальномера не существует предельного минимального расстояния, как для дальномера с плавным изменением частоты.

Комбинированный способ. Этот способ, применяемый в некоторых светодальномерах (например, в дальномере Дистомат DI 10), сочетает в себе черты способов плавных и фиксированных частот. Частота плавно изменяется между двумя крайними фиксированными значениями f_1 и f_2, точно известными. Для этого в дальномере имеются два кварцевых генератора на частоты f_1 и f_2 и генератор переменной или качающейся частоты (свип-генератор). Таким образом, в этом случае используют уравнения (1.46), (1.47) и уравнение $n_{1.2}=N_1-N_2$, в котором число $n_{1.2}$ известно, так как оно может быть просчитано при изменении частоты. Следовательно, система уравнений имеет однозначное решение.

Способ изменения расстояния, используемый во многих фазовых РГС и в лазерных интерферометрах, основан на непосредственном счете фазовых циклов при изменении расстояния. При этом число N равно числу полных фазовых циклов. Важно отметить, что в этом случае формулой вида $D=\frac{\lambda}{2}(N+\Delta N)$ определяется именно изменение (приращение) расстояния. Более подробно мы рассмотрим это для различных конкретных случаев (при изложении интерференционного метода в § 6 и рассмотрении РГС в § 21).

Пассивные и активные системы. Типы схем

При рассмотрении принципов работы фазовой дальномерной системы мы предполагали, что на другом конце измеряемой линии устанавливается отражатель для отражения приходящих к нему электромагнитных волн в сторону приемно-передающей системы. Такой отражатель называется *пассивным.*

Пассивный отражатель применяется, как правило, в светодальномерах. В радиодальномерах использование пассивного отражателя нецелесообразно по следующим причинам:

1) поскольку излучение радиоволн происходит в широком телесном угле, на отражатель попадает незначительная доля излучаемой энергии и отраженный сигнал, принятый приемником, будет весьма слабым. Это резко снизит дальность действия системы или потребует, особенно при значительных расстояниях, очень высокой чувствительности приемника, что приводит к большим техническим трудностям;

2) измерения радиодальномером с пассивным отражателем будут нарушаться, если на пути радиоволн окажутся различные местные предметы, от которых будет также происходить отражение.

Поэтому в случае радиодальномера на другом конце линии обычно устанавливают не пассивный отражатель радиоволн, а приемно-передающее устройство, имеющее собственный излучатель радиоволн (обычно такой же мощности, что и на на-

чальном конце линии). Такое устройство называют *активным отражателем* или *ретранслятором* *.

Существуют два возможных варианта построения активных систем, получившие название когерентной и некогерентной (гетеродинной) схем.

В *когерентной* схеме несущие колебания, излучаемые передатчиком активного отражателя, модулируются не независимой частотой, а масштабной частотой, принятой от основной станции (выделяемой из приходящего от основной станции модулированного сигнала). Поэтому фаза модуляции колебаний, излучаемых активным отражателем, отличается от фазы модуляции приходящих на активный отражатель колебаний на постоянную величину, определяемую задержкой фазы в активном отражателе, т. е. на активном отражателе принимаемые и излучаемые колебания когерентны по масштабной частоте.

В некогерентной (гетеродинной) схеме несущие частоты на основной станции и на активном отражателе модулируются *различными* масштабными частотами, т. е. модулирующие частоты станций независимы, некогерентны. Это дает возможность использовать в такой системе принцип гетеродинирования — смешения различных частот с выделением разностной частоты, и производить фазовые измерения на низкой частоте, равной разности масштабных частот станций. Перенесение же измерений на низкую частоту имеет большие преимущества, так как выполняется проще, надежнее и точнее.

Геодезические фазовые радиодальномеры представляют собой активные системы, построенные по некогерентной схеме (см. § 18, 19). Светодальномеры же пока создаются, как уже отмечалось, с пассивным отражателем; при этом приемопередатчик светодальномера может быть также построен по гетеродинной схеме: основной генератор и гетеродин помещаются в одном приборе и фазовые измерения производятся на низкой разностной частоте (см. § 15).

Точность фазового метода

Обратимся к основному уравнению фазового дальномера, которое запишем в виде

$$D = v\varphi_{2D}/4\pi f. \qquad (1.66)$$

Понятно, что ошибка m_D определяется ошибками m_φ, m_f и m_v. Полагая эти ошибки независимыми, на основании известного правила теории ошибок [4] можем сразу записать

---

* Отметим, что применение активного отражателя возможно не только в радиодальномерах, но и в светодальномерах для увеличения их дальности действия.

выражение для относительной ошибки расстояния:

$$\frac{m_D}{D}=\sqrt{\left(\frac{m_\varphi}{\varphi}\right)^2+\left(\frac{m_f}{f}\right)^2+\left(\frac{m_v}{v}\right)^2}\cdot \qquad (1.67)$$

Умножив обе части на D, получим выражение для абсолютной ошибки. Обычно, вводя D под знак радикала и учитывая уравнение (1.66), записывают выражение для m_D в виде

$$m_D=\sqrt{\left(\frac{v}{4\pi f}\right)^2 m_\varphi^2+D^2\left[\left(\frac{m_f}{f}\right)^2+\left(\frac{m_v}{v}\right)^2\right]}\cdot \qquad (1.68)$$

К расстоянию, определяемому по формуле (1.66), добавляется так называемая постоянная поправка K, являющаяся константой прибора и определяемая с ошибкой m_K, и тогда под корнем добавляется $m_K{}^2$:

$$m_D=\sqrt{m_K^2+\left(\frac{v}{4\pi f}\right)^2 m_\varphi^2+D^2\left[\left(\frac{m_f}{f}\right)^2+\left(\frac{m_v}{v}\right)^2\right]}\cdot \qquad (1.69)$$

Ошибка постоянной поправки зависит от конструкции прибора, его точности и способа определения постоянной (см. § 15, 19). Для современных фазовых дальномеров она обычно составляет миллиметры или их доли и имеет систематический характер.

Ошибка измерения разности фаз m_φ зависит от многих факторов, связанных со способом регистрации разности фаз, условиями измерений и т. д. Результирующая ее величина (средняя из всех приемов, предусмотренных программой, или всех отдельных измерений при их автоматизации) лежит в пределах 0,1—1°.

Частотная ошибка m_f/f в дальномерах с фиксированными частотами складывается из ошибки за нестабильность частоты, составляющей $10^{-7}-10^{-6}$, и ошибки эталонирования примерно такого же порядка. В дальномерах с плавным изменением частоты ошибка m_f зависит главным образом от способа ее измерения; величина m_f/f колеблется в пределах $10^{-6}-10^{-5}$. Частотная ошибка носит случайный характер, но в дальномерах с фиксированными частотами имеет также систематическую составляющую, обусловленную неточной установкой частот в номинал (ошибка эталонирования) и медленным дрейфом частоты генератора.

Ошибка определения рабочей скорости распространения электромагнитных волн m_v/v складывается из ошибки определения скорости света в вакууме, которая практически пренебрегаема ($4\cdot10^{-9}$), и ошибки определения среднего вдоль трассы показателя преломления воздуха. Последняя, в свою очередь, зависит от ошибки осреднения на трассе и ошибок в метеопараметрах, которыми определяется показатель преломления в любой точке (см. § 8). В конечном счете величина m_v/v состав-

ляет несколько единиц шестого знака; для радиоволн она больше, чем для световых волн.

При использовании радиоволн имеет место также специфическая ошибка, обусловленная влиянием отражений радиоволн от подстилающей поверхности (§ 20).

Обозначая в уравнении (1.69) соответствующие части p и q, представим (1.69) в виде

$$m_D^2 = p + qD^2. \tag{1.70}$$

Значения p и q можно рассчитать для конкретного прибора, если знать величины всех ошибок, однако это знание, как правило, недостоверно. Поэтому в практике вместо формулы (1.70) точность дальномера обычно характеризуют эмпирической линейной зависимостью вида

$$m_D = a + bD, \tag{1.71}$$

в которой значения коэффициентов a и b находят либо из сопоставления длин измеренных линий с их ошибками, обрабатывая измерения ряда эталонных линий (т. е. линий, длина которых известна из более точных измерений) по методу наименьших квадратов, либо рассчитывают по результатам лабораторных определений отдельных ошибок.

§ 5. ЧАСТОТНЫЙ МЕТОД

Сущность метода. Частотный метод измерения расстояний основан на использовании частотно-модулированных (ЧМ) колебаний и сводится к измерению приращения частоты за время распространения ЧМ сигнала до отражателя и обратно, т. е. на расстояние 2 D. Если частота f излучаемого колебания изменяется по *линейному* закону, т. е. непрерывно увеличивается или уменьшается с постоянной скоростью $\gamma = df/dt$, то изменение частоты за время $\tau_{2D} = 2D/v$ составит

$$\Delta f = \gamma\tau = \gamma\frac{2D}{v}. \tag{1.72}$$

Измерив Δf, можно вычислить искомое расстояние:

$$D = \frac{v}{2\gamma}\Delta f. \tag{1.73}$$

При непрерывном излучении вместо непрерывного линейного изменения частоты практически приходится применять модуляцию по *периодическому* закону, т. е. периодически изменять частоту относительно некоторого исходного или среднего значения. Периодичность модуляции вносит некоторые особенности (ограничения), которые мы рассмотрим ниже.

Напомним, как в общем виде представляется ЧМ колебание. Если в излучаемом гармоническом колебании

$$E = E_m \cos(\omega t + \varphi_0) \tag{1.74}$$

частота ω изменяется по некоторому закону

$$\omega = \omega(t), \tag{1.75}$$

то модулированное по частоте колебание запишется в виде

$$E_{\text{ЧМ}} = E_m \cos\left[\int_0^t \omega(t)\,dt + \varphi_0\right]. \tag{1.76}$$

Подставляя в уравнение (1.76) выражение конкретного закона изменения частоты $\omega(t)$, можно получить развернутое выражение для различных случаев модуляции. Например, при гармонической модуляции с частотой Ω, т. е. когда

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t, \tag{1.77}$$

получаем

$$E_{\text{ЧМ}} = E_m \cos\left[\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t \cos \Omega t\,dt + \varphi_0\right] = E_m \cos[\omega_0 t + \beta \sin \Omega t + \varphi_0], \tag{1.78}$$

где $\beta = \Delta\omega/\Omega$ — так называемый индекс модуляции.

Для дальномерных целей может использоваться модуляция по синусоидальному, треугольному и пилообразному законам.

Общая блок-схема для реализации частотного метода изображена на рис. 10. На станции A имеется передатчик, содержащий генератор несущих колебаний и генератор модулирующего сигнала. Под воздействием последнего колебания модулируются по частоте по тому или иному закону, и, таким образом, передатчик излучает ЧМ колебания. В точке B, отстоящей от A на расстоянии D, установлен отражатель. Приемник-смеситель на станции A принимает как отраженное излучение, так и излучение непосредственно от передатчика. Эти два ЧМ сигнала смешиваются в приемнике, на выходе которого выделяется сигнал с частотой, равной разности частот смешиваемых колебаний. Его называют сигналом биений или преобразованным сигналом. Преобразованный сигнал подается на частотомер, измеряющий частоту биений.

Рассмотрим работу такого устройства. Если ЧМ колебания распространяются на расстояние $2D$, то независимо от закона изменения частоты кривая $\omega(t)$ в точке приема оказывается сдвинутой по времени относительно точки излучения на величину $\tau_{2D} = 2D/v$. Это показано графически на рис. 11 для различных видов модуляции — треугольной *(а)*, пилообразной *(в)* и синусоидальной *(д)*. Следовательно, в приемнике смешиваются два ЧМ колебания, частоты которых могут быть выра-

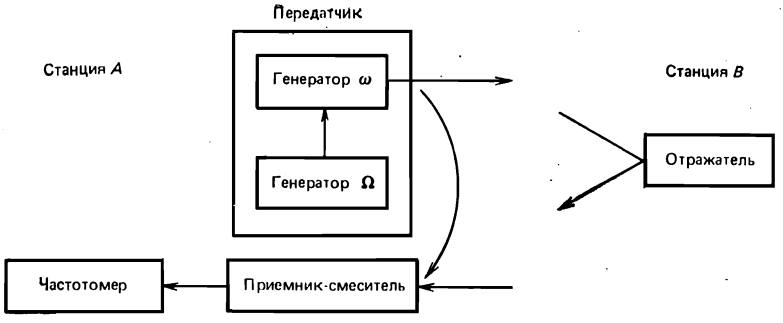


Рис. 10.
Общая блок-схема для реализации частотного метода измерения расстояний

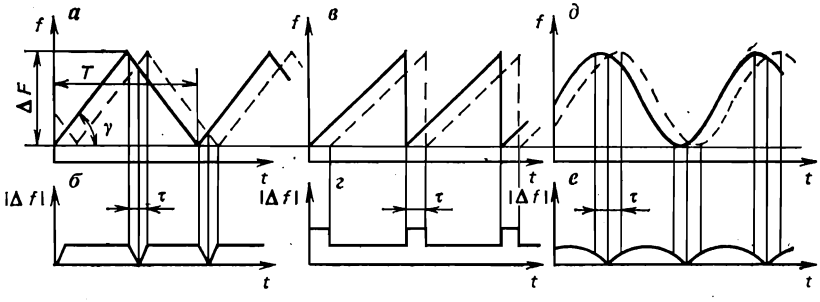


Рис. 11.
Изменение во времени частот прямого и отраженного сигналов и частоты преобразованного сигнала при различных законах частотной модуляции

жены соответственно функциями $\omega(t)$ (прямой сигнал) и $\omega\left(t-\frac{2D}{v}\right)$ (отраженный сигнал). Запишем смешиваемые колебания в виде

$$E_{\text{опорн}} = E_1 \cos\left[\int_0^t \omega(t)\,dt + \varphi_{01}\right] = E_1 \cos\theta_1; \qquad (1.79)$$

$$E_{\text{дист}} = E_2 \cos\left[\int_0^t \omega\left(t-\frac{2D}{v}\right)dt + \varphi_{02}\right] = E_2 \cos\theta_2. \qquad (1.80)$$

При этом обычно амплитуда прямого сигнала намного превышает амплитуду отраженного сигнала, т. е. $E_1 \gg E_2$.

Как известно из радиотехники, для смешения сигналов необходимо подать их на нелинейный элемент. Нелинейность вольт-амперной характеристики смесителя приводит к наличию в выходном токе составляющей, пропорциональной произведе-

нию входных напряжений:

$$i = kE_{\text{опорн}}E_{\text{дист}} = \frac{k}{2} E_1E_2 \cos(\theta_1 - \theta_2) + \\ + \frac{k}{2} E_1E_2 \cos(\theta_1 + \theta_2). \qquad (1.81)$$

Покажем, что первое слагаемое выражения (1.81) имеет частоту, равную в любой момент времени разности частот прямого и отраженного сигналов. Так как частота есть производная от фазы по времени, а фаза первого слагаемого равна $(\theta_1 - \theta_2)$, для частоты получаем

$$\frac{d(\theta_1 - \theta_2)}{dt} = \frac{d}{dt}\left[\int_0^t \omega(t)\,dt + \varphi_{01} - \int_0^t \omega\left(t - \frac{2D}{v}\right)dt - \varphi_{02}\right] = \\ = \omega(t) - \omega\left(t - \frac{2D}{v}\right). \qquad (1.82)$$

Поскольку частота физически не может быть отрицательной, формальный знак разностной частоты не имеет значения, и нас будет интересовать только абсолютная величина частоты биений.

Поведение частоты биений во времени при различных видах модуляции частоты излучения показано на рис. 11, *б, г, е.* Мы видим, что частота биений при синусоидальной ЧМ периодически меняется во времени по сложному нелинейному закону, а при треугольной и пилообразной формах ЧМ частота биений при данной задержке $\tau_{2D} = 2D/v$ постоянна во времени, за исключением небольших участков длительностью τ, называемых *зонами обращения.* Влияние зон обращения тем меньше, чем меньше время τ по сравнению с периодом модуляции T. Постоянную частоту биений назовем *основной* и будем обозначать $\Delta f_б$.

Если не учитывать зоны обращения, то можно сказать, что при треугольной и пилообразной модуляции основная частота биений зависит только от величины задержки τ_{2D} (т. е. от расстояния D). Эту зависимость нетрудно установить из следующих соображений. Так как изменение частоты в рассматриваемых случаях совершается по периодически-линейному закону, можно использовать формулу (1.73), справедливую для линейного изменения частоты, а периодичность учесть в параметре γ, выразив его через величины, характеризующие периодический процесс. Поскольку γ — скорость изменения частоты df/dt, она выражается тангенсом угла наклона частотной прямой к оси времени. Из рис. 11, *а, в* видно, что в случае треугольной ЧМ

$$\gamma = \frac{\Delta F}{T/2} = 2\Delta F F, \qquad (1.83)$$

а в случае пилообразной ЧМ

$$\gamma = \Delta F/T = \Delta F \cdot F, \tag{1.84}$$

где ΔF — полоса качания частоты; F — частота модуляции. Подставляя эти выражения в уравнение (1.73), получаем:

при треугольной модуляции

$$D = v\Delta f_б/4F\Delta F; \tag{1.85}$$

при пилообразной модуляции

$$D = v\Delta f_б/2F\Delta F. \tag{1.86}$$

При синусоидальной модуляции частота биений $\Delta f_б$ не только зависит от D, но и нелинейно изменяется внутри каждого полупериода модуляции. Однако и в этом случае можно получить зависимость только от D, исключив указанную нелинейность, если рассматривать *среднее за полупериод* модуляции значение частоты биений, т. е. величину

$$\overline{\Delta f_б} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} |\Delta f_б(t)|\, dt. \tag{1.87}$$

Как показывают вычисления, выражение (1.87) при гармоническом законе модуляции дает результат, совпадающий с формулой (1.85).

Измерение частоты биений. Ошибка дискретности. Частота биений измеряется при помощи частотомера, подсчитывающего среднее значение частоты $\Delta f_б$. Обычно применяются частотомеры, работающие по принципу счета числа импульсов. Преобразованный сигнал частоты $\Delta f_б$ подвергается ограничению и дифференцированию, после чего полученными импульсами запускается формирователь, вырабатывающий стандартные импульсы постоянной амплитуды, длительности и формы, поступающие на счетчик импульсов.

При таком методе измерения частоты биений возникает так называемая *постоянная ошибка*, или ошибка дискретности. Дело в том, что при времени измерения, существенно превышающем период модуляции частоты, т. е. когда при измерении четко выражена периодичность модуляции, спектр преобразованного сигнала состоит из дискретных составляющих, отстоящих друг от друга на интервал, равный частоте модуляции F. Поэтому при изменении расстояния то *минимальное изменение* частоты биений, которое может быть зафиксировано счетчиком в виде изменения числа импульсов на единицу, равно $\delta f = F$. А это означает, что минимальное изменение расстояния, которое способен зарегистрировать прибор, составляет в соответст-

вии с уравнением (1.85) или (1.86)

$$\delta D = v\delta f/pF\Delta F = vF/pF\Delta F = v/p\Delta F, \qquad (1.88)$$

где $p=4$ для треугольной и синусоидальной модуляции и $p=2$ для пилообразной модуляции.

Так как подсчитываемое число импульсов может быть только целым числом, расстояние может быть измерено с точностью до величины δD. Величина δD называется постоянной ошибкой потому, что она не зависит от измеряемой дальности. Из формулы (1.88) следует, что прямой путь уменьшения постоянной ошибки заключается в увеличении размаха модуляции ΔF, т. е. девиации частоты (девиация равна $\Delta F/2$). Однако практические возможности этого способа довольно ограниченны. При несущей порядка нескольких гигагерц можно достичь величины ΔF порядка сотни мегагерц. Если $\Delta F = 100$ МГц, то ошибка δD при $p=4$ составит 0,75 м.

Для исключения постоянной ошибки применяют более сложные методы построения схем дальномера.

Условие однозначности измерения расстояния. Для того чтобы расстояние могло быть измерено однозначно, время задержки отраженного сигнала должно быть меньше половины периода модуляции частоты: $\tau < T/2$, т. е. $2D/v < 1/F$. Отсюда следует, что максимальное однозначно измеряемое расстояние при заданной частоте модуляции F

$$D_{max} = v/4F \qquad (1.89)$$

и соответственно обеспечивающая такую дальность действия частота должна выбираться из условия

$$F_{max} \leqslant v/4D_{max}. \qquad (1.90)$$

Практически частоту F_{max} выбирают намного меньше, чем $v/4D_{max}$. Это обусловлено тем, что при увеличении частоты, т. е. при уменьшении периода модуляции, начинают играть заметную роль зоны обращения, влиянием которых можно пренебрегать лишь при $\tau \ll T/2$. В этом случае формулы (1.85) и (1.86), полученные без учета зон обращения, становятся некорректными, так как зависимость средней частоты биений от расстояния получается нелинейной, что усложняет калибровку шкалы частотомера и обработку преобразованного сигнала.

О точности частотного метода. Дифференцируя формулы (1.85) и (1.86) и переход к средним квадратическим ошибкам, получим:

$$\frac{m_D}{D} = \sqrt{\left(\frac{m_F}{F}\right)^2 + \left(\frac{m_{\Delta F}}{\Delta F}\right)^2 + \left(\frac{m_{\Delta f_б}}{\Delta f_б}\right)^2 + \left(\frac{m_v}{v}\right)^2}, \qquad (1.91)$$

т. е. относительная ошибка измерения дистанции обусловлена: нестабильностью частоты модуляции m_F/F, нестабильностью полосы качания или девиации частоты $m_{\Delta F}/\Delta F$, относитель-

ной ошибкой измерения частоты биений $m_{\Delta f_б}/\Delta f_б$ и относительной ошибкой определения скорости распространения сигнала m_v/v. Точность приборов, реализующих частотный метод, обычно имеет порядок 10^{-3} (это определяется назначением прибора, а не принципиальными ограничениями).

О применении частотного метода. Случай, когда отражатель неподвижен, был рассмотрен с целью изложения основ частотного метода измерения дальности. Практически же частотный метод применяется главным образом в самолетных радиовысотомерах малых высот и в некоторых радиолокационных системах. В этом случае из-за движения прибора или цели (отражателя) возникает дополнительное изменение частоты вследствие эффекта Доплера и частота биений становится равна сумме дальномерного и доплеровского приращений частоты:

$$\Delta f_\Sigma = \Delta f_б + \Delta f_д = \frac{2\gamma}{v} D \pm \frac{2f(t)}{v} V_D, \quad (1.92)$$

где $f(t)$ — модулированная частота излучения передатчика, V_D — радиальная составляющая скорости (проекция модуля вектора скорости на направление передатчик — отражатель); знак перед последним членом зависит от направления движения.

Это усложняет обработку сигнала для получения информации о дальности, но в то же время дает возможность определения скорости движущегося объекта по доплеровскому сдвигу частоты. Доплеровские системы геодезического назначения рассматриваются в § 22.

§ 6. ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫЙ МЕТОД

В отличие от рассмотренных выше методов в интерференционном методе измерения выполняют путем регистрации результата непосредственной интерференции немодулированных волн.

Интерференция и когерентность

Из курса физики известно, что при наложении двух когерентных волн одинаковой поляризации происходит их интерференция, т. е. взаимное усиление в одних точках пространства и ослабление в других, в зависимости от разности их фаз $\varphi_2 - \varphi_1$ в этих точках. Общий закон интерференции записывается в виде

$$I_{рез} = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cdot \gamma \cos(\varphi_2 - \varphi_1), \quad (1.93)$$

где $I_{рез}$ — результирующая интенсивность в точке интерференции; I_1 и I_2 — интенсивности интерферирующих волн в этой точке, а множитель γ отражает степень когерентности волн.

Роль когерентности. Когерентность волн определяет способность их к интерференции. Понятие когерентности является фундаментальным и детально разъясняется в курсах физической оптики. С практической точки зрения часто оказывается достаточным такое определение: когерентные колебания — это колебания, у которых разность фаз $\varphi_2 - \varphi_1$ остается постоянной за время наблюдения. При этом указанное постоянство может рассматриваться во времени и в пространстве, в связи с чем говорят о пространственной и временно́й когерентности. Под *пространственной когерентностью* понимается степень постоянства разности фаз волн, испущенных из различных точек источника в один и тот же момент времени. Под *временно́й когерентностью* понимается степень постоянства разности фаз волн, испущенных из одной и той же точки источника, в любые два последовательных момента времени. Для характеристики временно́й когерентности вводят понятие *времени когерентности* $\tau_к$ — времени, в течение которого практически сохраняется постоянство разности фаз. Если в некоторую точку пространства приходят две пространственно когерентные волны (например, две волны из одной и той же точки источника, прошедшие по различным путям), то они могут интерферировать только в том случае, когда запаздывание τ одной волны относительно другой не превышает времени когерентности $\tau_к$. Чтобы это условие выполнялось, разность хода интерферирующих волн должна быть не более $v\tau_к$, где v — скорость распространения. Величина $l = v\tau_к$ называется *длиной когерентности* и представляет собой ту максимально возможную разность хода, при которой еще может наблюдаться интерференционная картина.

Практическим критерием степени постоянства разности фаз, т. е. мерой степени когерентности, является *контраст* (видность, резкость, четкость) интерференционных полос — важнейший параметр интерференционной картины. Если условие $\varphi_2 - \varphi_1 = \text{const}$ не соблюдается, то, как видно из уравнения (1.93), изменяется и результирующая интенсивность $I_{рез}$, что приводит к «размытию» интерференционных полос — уменьшению контраста. В общем случае контраст определяется выражением

$$K = (I_{max} - I_{min})/(I_{max} + I_{min}), \qquad (1.94)$$

где I_{max} и I_{min} — интенсивности в центре светлой и темной полос соответственно. При этом $0 < K < 1$; крайние значения соответствуют предельным случаям полной некогерентности ($K = 0$) и полной когерентности ($K = 1$) колебаний, никогда строго не реализуемым на практике. В любой реальной ситуации мы имеем дело с промежуточными случаями частичной когерентности колебаний.

Смысл величины γ в уравнении (1.93) состоит в том, что она дает информацию о контрасте интерференционной картины,

При равенстве интенсивностей интерферирующих волн ($I_1 = I_2$) значение γ непосредственно равно величине контраста K.

Получение когерентных волн в интерферометре и максимальная разность хода (длина когерентности). Использование интерференции света (или радиоволн) для измерительных целей осуществляется при помощи *интерферометров.* В любом интерферометре, независимо от его назначения, схемы и конструкции, излучение источника разделяется на два (или более) когерентных пучка и эти пучки соединяются после прохождения ими различных оптических путей. Технически получить два когерентных пучка из первичного излучения можно, направляя излучение на непрозрачный экран с двумя отверстиями *(деление волнового фронта)* или на полупрозрачную поверхность, частично пропускающую, частично отражающую излучение (*деление амплитуды*). Нетрудно понять, почему вторичные волны будут когерентны между собой. Если фаза первичной волны изменяется, пусть даже хаотически, то эти изменения фазы передаются одновременно обеим вторичным волнам, т. е. происходят у них синхронно, и разность их фаз остается постоянной величиной.

Постоянство разности фаз будет сохраняться, как ясно из изложенного ранее, лишь в пределах времени когерентности $\tau_к$. Время когерентности является параметром *источника излучения* и равно обратной величине ширины его спектра: $\tau_к = 1/\Delta\nu$. Чем у́же спектр, т. е. чем выше *степень монохроматичности* источника, тем больше время когерентности. Обычные тепловые (нелазерные) источники света излучают широкий спектр, и время когерентности у них мало. Для белого света оно равно примерно 10^{-14} с, а для используемых в спектроскопии «монохроматизированных» источников света 10^{-10} — 10^{-9} с; у лучших из них оно может приближаться к 10^{-8} с. У лазеров время когерентности существенно больше и может достигать 10^{-2} с и более. Соответственно длина когерентности составляет для белого света 2—3 мкм, для стандартных спектроскопических источников приблизительно 30 см, а для лазеров — до сотен километров. Однако такие значения длины когерентности для лазеров получаются только теоретически и на практике нереализуемы из-за оптической нестабильности земной атмосферы, обусловленной турбулентностью. Турбулентные пульсации показателя преломления воздуха хаотически изменяют амплитуду и фазу световых волн, сильно «разрушая» когерентность излучения. Практически длина когерентности лазерного излучения в атмосфере снижается до сотен метров (максимальная разность хода, при которой экспериментально наблюдалась интерференционная картина, составляет 500 м).

В радиодиапазоне время когерентности является совершенно иным по порядку величины, чем для оптических волн. Время когерентности определяется в генераторе радиоволн, и в стабилизированных по частоте генераторах может достигать

десятков минут и даже часов. За минуту электромагнитная волна проходит 18 млн. км, и длина когерентности радиоволн выражается астрономическими цифрами. Это говорит о том, что интерференция радиоволн может наблюдаться при любой разности хода.

Принципы дальномерной интерферометрии

Общие основы измерения расстояний с использованием интерференции волн. Возможность измерения расстояний следует непосредственно из интерференционной формулы (1.93), которую можно записать в виде

$$I_{\text{рез}} = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cdot \gamma \cos \frac{2\pi}{\lambda} (d_2 - d_1), \qquad (1.95)$$

где $d_2 - d_1 = \delta$ — разность хода интерферирующих волн. Формула (1.95) связывает наблюдаемую интенсивность с разностью хода интерферирующих волн.

Один из вариантов заключается в создании такой интерференционной схемы, в которой двойное измеряемое расстояние является разностью хода интерферирующих волн. С принципиальной точки зрения такая схема вполне соответствует общей схеме рис. 3, реализованной *для несущей частоты*, и может использоваться как в оптическом диапазоне, так и в радиодиапазоне СВЧ. С технической точки зрения эта схема выполняется в виде той или иной модификации *интерферометра Майкельсона.* Не касаясь здесь технических деталей, напомним его общую принципиальную схему в классическом варианте (рис. 12). Излучение от источника И разделяется полупрозрачной пластинкой П на два пучка *1* и *2*. Пучок *1* — опорный, пучок *2* — дистанционный. Опорный пучок отражается зеркалом M_1 и проходит через пластинку П, а дистанционный отражается зеркалом M_2 и затем отражается пластинкой П, совмещаясь с опорным пучком. При совмещении пучков образуется интерференционная картина, регистрируемая приемником Пр.

Зеркало M_1 неподвижно, а зеркало M_2 можно перемещать вдоль оси пучка. В частности, если его совместить с плоскостью R, отстоящей от пластинки П на то же расстояние, что и неподвижное зеркало M_1, то разность хода интерферирующих пучков будет равна нулю. При удалении зеркала M_2 от положения R возникает ненулевая разность хода δ, равная $2RM_2$. Таким образом, положение плоскости R задает начало измеряемой дистанции $D = RM_2$. Плоскость R называется *референтной.*

Разность хода можно выразить *в длинах волн излучения:*

$$\delta = \lambda p,$$

где p — некоторое число и соответственно

$$D = \frac{\lambda}{2} p. \qquad (1.96)$$

Число p называется *порядком интерференции* и выражает собой количество укладывающихся на расстоянии D полуволн. Это число в общем случае — смешанное, т. е.

$$p = N + \Delta N, \qquad (1.97)$$

где N — целое число; ΔN — дробь, меньшая единицы, и, следовательно,

$$D = \frac{\lambda}{2}(N + \Delta N). \qquad (1.98)$$

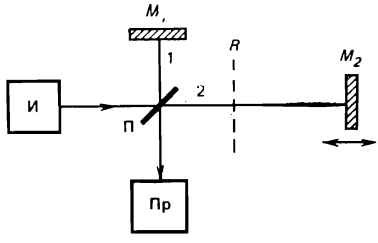


Рис. 12. Общая схема интерферометра Майкельсона

Таким образом, если λ — длина волны в воздухе — известна, то задача измерения расстояния сводится к определению порядка интерференции. Это и осуществляется при помощи интерферометра Майкельсона.

Интерферометр в принципе может быть как оптическим, так и радиоинтерферометром. Для достижения максимальной точности измерений в геодезии используется интерферометрия оптического диапазона.

В оптическом диапазоне измерения, реализующие формулу (1.98), т. е. случай, когда расстояние выражается в длинах волн света, получили название *абсолютных интерференционных измерений*. При этом для геодезических целей часто достаточно определить порядок интерференции с точностью до целого числа N.

Поскольку длина волны света мала, число N может быть очень велико. Например, на расстоянии всего 1 м оно более 10^6.

В лазерной интерферометрии число N определяется методом счета интерференционных полос, представляющим собой реализацию упоминавшегося в § 4 (стр. 40) способа непосредственного счета N при изменении расстояния. Если расстояние D непрерывно изменять, то будет изменяться разность хода интерферирующих волн и в соответствии с формулой (1.95) будет наблюдаться периодическое изменение интенсивности света в любой фиксированной точке поля интерференции. При изменении разности хода на λ, т. е. при изменении D на $\lambda/2$, совершается один полный цикл изменения интенсивности, что соответствует изменению N на единицу в формуле (1.98). Таким образом, для определения величины N необходимо «прокатать» удаленный отражатель вдоль всей измеряемой дистанции и просчитать число полных циклов изменения интенсивности, т. е. число максимумов или минимумов света.

Таким методом в принципе можно измерять расстояние в пределах длины когерентности лазерного света в атмосфере (несколько сот метров). Однако необходимость перемещения отражателя вдоль трассы требует сооружения точных направляющих на местности, что технически сложно и дорого.

Поэтому лазерные интерферометры, за исключением специальных случаев (прецизионные работы в закрытых помещениях), используются для измерения небольших перемещений, а также в режиме стационарного прецизионного слежения, когда интересуются не самим расстоянием, а его изменением во времени. В последнем случае число N не определяется, а непрерывно измеряется его приращение.

Совершенно другой тип интерференционных линейных измерений в оптическом диапазоне представляют собой так называемые *относительные интерференционные измерения.* При таких измерениях интерференция используется для последовательного умножения небольшой, но точно известной (измеренной абсолютным методом) длины (эталона) в целое число раз. Относительный интерференционный метод — это не метод измерения произвольного расстояния, а, по существу, оптический метод точного построения, откладывания на местности отрезка с длиной, кратной заданной длине эталона. После того как такой отрезок точно зафиксирован, он, в свою очередь, может служить эталоном, который умножается в целое число раз, и т. д. Такой способ дает возможность, например, создавать высокоточные базисы.

Относительные измерения основаны на создании такой интерференционной схемы, в которой возможно точное уравнивание оптических путей дистанционного и опорного пучков. При этом дистанционный пучок проходит расстояние $2D$, а опорный m раз проходит эталон длиной d, после чего они соединяются и могут интерферировать.

Интерференция будет наблюдаться в том случае, если оптические пути уравнены с точностью до длины когерентности источника излучения. Поэтому, чтобы добиться как можно более точного уравнивания оптических путей, необходимо взять *максимально некогерентный* источник света. Таким источником является источник белого света, у которого длина когерентности не превышает 2—3 мкм. Таким образом, появление интерференционной картины в белом свете служит весьма чувствительным индикатором момента равенства оптических путей света на дистанции и в опорном пучке, позволяя «подогнать» расстояние D под кратное эталону значение с микронной точностью. Необходимость некогерентного источника является специфической особенностью относительного метода, называемого также методом оптического умножения расстояний.

Конкретная схема реализации относительных интерференционных измерений представляет собой ту или иную модификацию *интерферометра Вяйсяля* (см. § 17).

Интерференционными методами можно измерить не только расстояние, но и разность двух расстояний — d_2 и d_1 в формуле (1.93). Это широко используется при интерференции радиоволн и лежит в основе работы фазовых гиперболических систем радионавигации (см. § 21). Если источники когерентных

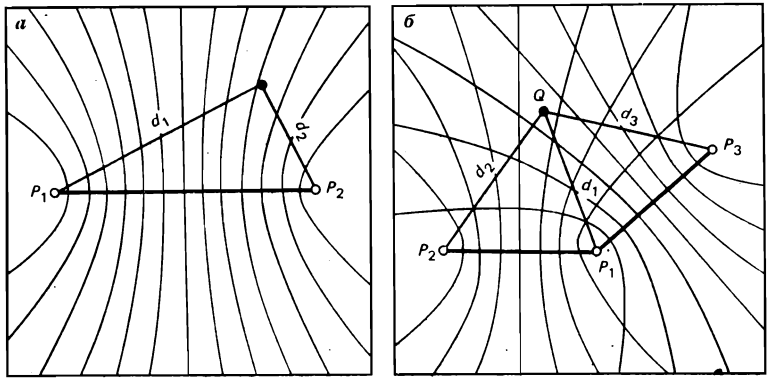


Рис. 13.
Образование гиперболической сетки интерференционных полос, используемой в радионавигационных и радиогеодезических системах

интерферирующих волн находятся в точках P_1 и P_2 (рис. 13, *а*), то при сферических волнах интерференционное поле представляет собой систему интерференционных полос в виде гипербол с фокусами в P_1 и P_2. Действительно, интерференционные полосы — это линии постоянной интенсивности, а из формулы (1.93) ясно, что интенсивность постоянна, если $d_2 - d_1 = \text{const}$. Но это есть условие, определяющее гиперболы — геометрические места точек постоянной разности расстояний. Если взять *три* когерентных источника (рис. 13, *б*), то можно получить две системы пересекающихся гипербол, и местоположение любой точки Q в районе перекрытия определится двумя гиперболическими координатами — разностями расстояний $(d_2 - d_1)$ и $(d_3 - d_1)$, определяемыми по измерениям разностей фаз $\frac{2\pi}{\lambda} \times (d_2 - d_1)$ и $\frac{2\pi}{\lambda}(d_3 - d_1)$ в точке Q.

Обобщение понятия когерентности. Нестационарная интерференция. В соответствии с классической теорией когерентности это понятие применимо только к колебаниям или волнам с одинаковой частотой (точнее, имея в виду реальные волны, с одинаковой средней частотой). В радиотехнике, однако, когерентными называют также колебания различных частот в том случае, если эти частоты не независимы, а связаны определенным образом (синхронизированы), так что изменение частоты одного колебания влечет за собой изменение частоты другого и *отношение частот* остается неизменным. Это имеет место, в частности, в *когерентных радиогеодезических системах*, где когерентность двух (или более) передатчиков обеспечивается умножением частоты одного из них.

Особый интерес представляет случай, когда частоты обоих колебаний близки, т. е. случай *биений*. Биения — это периоди-

ческое изменение амплитуды суммарного колебания, обусловленное *интерференцией разночастотных колебаний*. В отличие от интерференции колебаний одной и той же частоты, дающей неподвижную, т. е. *стационарную*, интерференционную картину, при интерференции колебаний с различающимися частотами интенсивность в любой фиксированной точке поля интерференции периодически меняется во времени с частотой биений, равной разности частот складываемых колебаний. Это равносильно движению интерференционных полос через фиксированную точку, т. е. возникает *бегущая* интерференционная картина. В этом случае наблюдается, как говорят, *нестационарная* интерференция. Причиной нестационарности, как легко понять, является то обстоятельство, что разность фаз двух разночастотных колебаний не постоянна, а меняется во времени по линейному закону.

Нестационарная интерференция может наблюдаться как для радиоволн, так и для световых волн, получаемых от лазера с использованием небольшого сдвига частоты излучения при помощи различных технических устройств. Так как генераторы радиоволн и лазеры являются высококогерентными источниками, для них удается наблюдать почти стационарную интерференцию даже от двух *независимых* однотипных источников, хотя в случае лазеров это требует очень жесткой стабилизации оптических частот.

Таким образом, оставаясь в рамках представления о когерентности как о способности к интерференции, мы можем расширить понятие когерентности, включив в класс интерференционных явлений случай нестационарной интерференции. Другими словами, понятие когерентности не предполагает обязательной неподвижности интерференционной картины; оно связывается лишь с временем наблюдения (усреднения) T, т. е. с временно́й разрешающей способностью регистрирующего прибора: колебания когерентны, если приемник *сможет* зарегистрировать интерференционную картину, а это произойдет тогда, когда разность фаз не меняется существенным образом за время T. Вся система полос перемещается в темпе изменения разности фаз, и чем он быстрее, тем менее инерционный приемник требуется для обнаружения интерференции. При разночастотных колебаниях этот темп задается величиной разностной частоты (частоты биений).

Использование нестационарной интерференции для измерения расстояний. Нестационарная интерференция имеет прямое отношение к интересующему нас случаю дальномерной интерферометрии. Так, именно она имеет место при движении зеркала в лазерных интерферометрах типа Майкельсона, когда производится счет *движущихся* полос. Обратимся к рис. 12. Перемещение зеркала M_2 создает непрерывное изменение разности хода δ и, следовательно, разности фаз интерферирующих волн. Если одну из волн (опорную) описывать в точке интер-

ференции функцией $\cos\omega t$, то другая волна будет описываться функцией $\cos\omega\left[t-\frac{\delta(t)}{v}\right]$. Переменная составляющая результирующей интенсивности (интерференционный член) пропорциональна косинусу разности фаз, равной $\omega\frac{\delta(t)}{v}=\frac{2\pi}{\lambda}\delta(t)$. При равномерном движении зеркала из начального положения R со скоростью V имеем $\delta(t)=2Vt$, и результирующая интенсивность

$$I_{\text{рез}}=I_1+I_2+2\sqrt{I_1I_2}\cdot\gamma\cos\frac{4\pi V}{\lambda}t=I_1+I_2+2\sqrt{I_1I_2}\cdot\gamma\cos\Omega t. \tag{1.99}$$

Формула (1.99) показывает, что результирующая интенсивность изменяется во времени — происходит ее *модуляция* с круговой частотой $\Omega=2\pi F$, где $F=2V/\lambda$; F есть частота, численно выражающая скорость прохождения интерференционных полос перед фотоприемником (F полос в секунду).

Таким образом, при интерференции двух волн одной частоты ω возникает нестационарная интерференция за счет того, что их разность фаз изменяется во времени при движении зеркала.

Совершенно адекватным образом этот случай можно интерпретировать и по-другому, а именно — как интерференцию двух *разночастотных* колебаний, так как при отражении от движущегося зеркала происходит сдвиг частоты вследствие эффекта Доплера. На приемнике встречаются две волны с различающимися частотами ω и ω', и возникают биения с разностной частотой, т. е. та же модуляция интенсивности с частотой биений, приводящая к движению интерференционных полос. Частота биений определяется формулой для доплеровского сдвига частоты:

$$|\omega-\omega'|=\omega\frac{2V}{v}=\frac{4\pi V}{\lambda}=2\pi F=\Omega, \tag{1.100}$$

т. е. результат совершенно аналогичен полученному выше.

Интерференционное явление биений может быть также положено в основу метода измерения расстояний, в котором осуществляются фазовые измерения на частоте биений. При этом режим биений достигается не движением отражателя, а использованием при неподвижном отражателе двухчастотного источника излучения. Предположим, что мы располагаем таким источником, генерирующим две волны с немного отличающимися круговыми частотами ω_1 и ω_2 и начальными фазами φ_1 и φ_2. Результирующая интенсивность волнового поля такого источника определяется интерференцией этих двух волн и в общем случае будет описываться выражением

$$I=I_1+I_2+2\sqrt{I_1I_2}\cdot\gamma\cos\psi(t), \tag{1.101}$$

где $\psi(t)$ — разность фаз волн:

$$\psi(t)=(\omega_1 t+\varphi_1)-(\omega_2 t+\varphi_2)=\Omega t+(\varphi_1-\varphi_2). \qquad (1.102)$$

Результирующая интенсивность модулирована с частотой биений $\Omega=\omega_1-\omega_2$. Если такое излучение разделить на два пучка и направить один из них на дистанцию, а другой — по опорному каналу, то интенсивность в пучке, прошедшем дистанцию $2D$, будет (потерями при распространении здесь пренебрегаем):

$$I_{\text{дист}}=I_1+I_2+2\sqrt{I_1 I_2}\cdot\gamma\cos\left[\Omega\left(t-\frac{2D}{v}\right)+(\varphi_1-\varphi_2)\right], \qquad (1.103)$$

а интенсивность в пучке, прошедшем опорный тракт длиной $2d$,—

$$I_{\text{опорн}}=I_1+I_2+2\sqrt{I_1 I_2}\cdot\gamma\cos\left[\Omega\left(t-\frac{2d}{v}\right)+(\varphi_1-\varphi_2)\right]\cdot \qquad (1.104)$$

Принимая дистанционный и опорный пучки на *раздельные* приемники, можно при помощи фильтров на частоту Ω выделить только переменные составляющие (последние члены выражений (1.103) и (1.104). Включив между приемниками фазометр, можно измерить разность фаз этих составляющих. Она будет

$$\varphi_\Omega=\left[\Omega\left(t-\frac{2d}{v}\right)+(\varphi_1-\varphi_2)\right]-$$

$$-\left[\Omega\left(t-\frac{2D}{v}\right)+(\varphi_1-\varphi_2)\right]=\Omega\frac{2(D-d)}{v}, \qquad (1.105)$$

откуда

$$D=\frac{v\varphi_\Omega}{2\Omega}+d,$$

или, полагая $\Omega=2\pi F=2\pi\dfrac{v}{\Lambda}$,

$$D=\frac{v}{2F}\frac{\varphi_\Omega}{2\pi}+d=\frac{\Lambda}{2}\frac{\varphi_\Omega}{2\pi}+d. \qquad (1.106)$$

Таким образом, в этом методе информация о расстоянии переносится на частоту биений, которая гораздо ниже оптических частот ω_1 и ω_2 и лежит *в радиодиапазоне*. Другими словами, измерения разности фаз световых волн заменяются измерениями разности фаз двух сигналов на радиочастоте, что осуществляется проще и надежнее хорошо разработанными радиотехническими методами. Однако при этом теряется «интерференционная» точность измерения расстояния, присущая

оптической интерферометрии (т. е. точность порядка длины волны света), так как масштабной длиной волны, через которую выражается расстояние, является уже не длина волны света, а длина волны биений Λ, связанная с длинами интерферирующих волн λ_1 и λ_2 соотношением

$$\Lambda = \frac{\lambda_1\lambda_2}{|\lambda_1 - \lambda_2|} \approx \frac{\bar{\lambda}^2}{\Delta\lambda} \quad (\bar{\lambda}\text{—средняя длина волны света}) \tag{1.107}$$

и превышающая длины световых волн λ_1 и λ_2 *на несколько порядков* (например, она может составлять сантиметры). Устройство, реализующее данный метод, по сути дела, является фазовым светодальномером, в котором явление нестационарной интерференции используется *не для измерений*, а для создания модуляции, позволяющей применить фазовые измерения на радиочастотах, т. е. фазовый метод. Изложенный принцип нашел практическое применение *в лазерном дальномере на биениях мод* [14, 20].

В рассмотренном способе в каждом из пучков интерферирующие волны различных частот проходят один и тот же путь (дистанцию или опорный канал). Если же волны различных частот от двухчастотного источника заставить интерферировать после прохождения ими различных расстояний, т. е. направить излучение, например, с частотой ω_1 в опорный канал, а с частотой ω_2 — на дистанцию, то оказывается, что можно сохранить интерференционную точность измерений, выполняя фазовые измерения на частоте биений, т. е. построить *гетеродинный интерферометр*. Принцип построения такой схемы показан на рис. 14. Двухчастотное излучение от источника И разделяется светоделителем *I* на два пучка *1* и *2* обычным образом. Пучок *1* поступает на опорный приемник *Пр 1*, а пучок *2* попадает на второй светоделитель *II*, разделяющий его на два пучка *3* и *4* так, что к неподвижному зеркалу M_1 направляется излучение с частотой ω_1, а к подвижному зеркалу M_2 — излучение с частотой ω_2 (техническое осуществление такого деления сейчас нас не будет интересовать). Тогда на приемнике *Пр 1* происходит нестационарная интерференция волн с частотами ω_1 и ω_2, прошедших один и тот же путь l от источника до приемника, а на приемнике *Пр 2* — нестационарная интерференция волн ω_1 и ω_2, прошедших различные пути, отличающиеся на $2D$. Фазы волн, интерферирующих на приемнике *Пр 1*, можно записать в виде

$$\varphi^{I}_{\omega_1} = \omega_1\left(t - \frac{l}{v}\right) + \varphi_1; \tag{1.108}$$

$$\varphi^{I}_{\omega_2} = \omega_2\left(t - \frac{l}{v}\right) + \varphi_2. \tag{1.109}$$

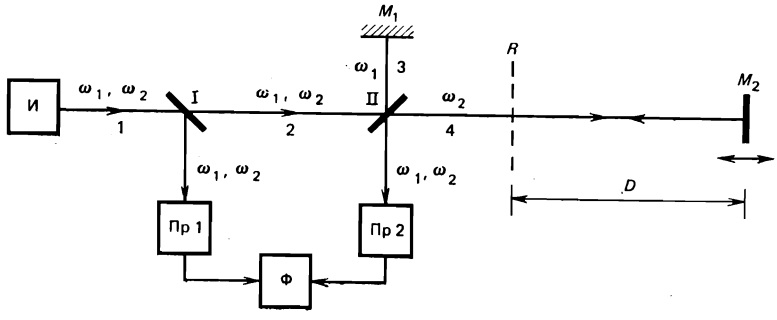


Рис. 14.
Общая схема гетеродинного интерферометра

Переменная составляющая интенсивности будет пропорциональна величине $\cos(\varphi^{I}_{\omega_1} - \varphi^{I}_{\omega_2})$ и, следовательно, создаст на выходе приемника сигнал разностной частоты Ω с фазой

$$\varphi^{I} = \varphi^{I}_{\omega_1} - \varphi^{I}_{\omega_2} = \Omega t - \omega_1 \frac{l}{v} + \omega_2 \frac{l}{v} + (\varphi_1 - \varphi_2). \quad (1.110)$$

Фазы же волн, интерферирующих на приемнике *Пр 2*, можно представить в виде

$$\varphi^{II}_{\omega_1} = \omega_1 \left(t - \frac{2d}{v}\right) + \varphi_1; \quad (1.111)$$

$$\varphi^{II}_{\omega_2} = \omega_2 \left(t - \frac{2d + 2D}{v}\right) + \varphi_2, \quad (1.112)$$

где $2d$ означает путь от источника до приемника *Пр 2* через неподвижное зеркало M_1. Переменная составляющая интенсивности на этом приемнике будет пропорциональна $\cos(\varphi^{II}_{\omega_1} - \varphi^{II}_{\omega_2})$ и создаст сигнал частоты Ω с фазой

$$\varphi^{II} = \varphi^{II}_{\omega_1} - \varphi^{II}_{\omega_2} = \Omega t - \omega_1 \frac{2d}{v} + \omega_2 \frac{2d + 2D}{v} + (\varphi_1 - \varphi_2). \quad (1.113)$$

Включив между приемниками *Пр 1* и *Пр 2* фазометр *Ф*, можно измерить разность фаз:

$$\varphi = \varphi^{II} - \varphi^{I} = \omega_1 \left(\frac{l}{v} - \frac{2d}{v}\right) + \omega_2 \left(\frac{2d + 2D}{v} - \frac{l}{v}\right). \quad (1.114)$$

Поскольку оптические частоты ω_1 и ω_2 *близки*, то, положив $\omega_1 \approx \omega_2 = \omega$, получим:

$$\varphi = \omega \frac{2D}{v} = \frac{2\pi}{\bar{\lambda}} 2D, \quad (1.115)$$

откуда

$$D = \frac{\bar{\lambda}}{2}\frac{\varphi}{2\pi} = \frac{\bar{\lambda}}{2}\left(\frac{\varphi^{II}}{2\pi} - \frac{\varphi^{I}}{2\pi}\right) = \frac{\bar{\lambda}}{2}(N_2 - N_1), \quad (1.116)$$

где $\bar{\lambda}$ — средняя длина волны света.

Как мы видим, результат измерений, выполняемых на разностной частоте биений Ω, дает расстояние, выраженное не через длину волны биений, а через длину волны света, как и в обычном интерферометре. Для определения N обычно производится перемещение подвижного зеркала вдоль всей дистанции.

Рассмотренная схема положена в основу современных гетеродинных лазерных интерферометров (интерферометров «второго поколения»), техническое устройство и работа которых рассматриваются в § 17.

ГЛАВА 2

ВЛИЯНИЕ АТМОСФЕРЫ НА ДАЛЬНОМЕРНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Общие сведения. Расстояние D, которое требуется получить с помощью измерений дальномерной аппаратурой, по смыслу задачи есть истинное (геометрическое) расстояние. Непосредственно такое расстояние мы получили бы, если бы дальномерная система работала в вакууме. При этом фигурирующая в формулах скорость электромагнитных волн v была бы постоянной и известной величиной, равной фундаментальной физической константе — скорости света в вакууме c (299792,458 км/с).

Наличие атмосферы на пути распространения волн приводит к следующему.

1. Атмосфера уменьшает скорость распространения электромагнитных волн по сравнению с вакуумом, соответственно увеличивая время распространения вдоль трассы (а следовательно, и фазовый сдвиг сигнала).

2. Атмосфера искривляет траекторию электромагнитной волны (явление рефракции), приводя к удлинению расстояния.

Таким образом, из-за наличия атмосферы возникают две проблемы по учету ее влияния: 1) определение реальной скорости электромагнитных волн v в каждом конкретном случае (так называемой рабочей скорости) и 2) учет удлинения траектории, обусловленного рефракцией. В то время как влиянием рефракции при дальнометрии часто можно пренебречь из-за малости, а в необходимых случаях — учесть с достаточной точностью, определение рабочей скорости значительно сложнее.

Кроме того, распространение электромагнитных волн в атмосфере сопровождается еще двумя явлениями: 1) затуханием (ослаблением интенсивности), обусловленным поглощением и рассеянием энергии волны в атмосфере; 2) случайными изменениями параметров волны, обусловленными турбулентностью атмосферного воздуха.

Затухание сигнала резко увеличивается с уменьшением длины волны излучения и поэтому особенно сильно проявляется в оптическом диапазоне; для радиоволн длиннее 10 см затухание становится ничтожно малым. Наличие атмосферного затухания приводит к снижению дальности действия дальномерных устройств. Для учета затухания при расчете дальности действия могут быть использованы соответствующие теоретические формулы (см. § 7 и 16).

К случайным изменениям параметров электромагнитной волны относятся флуктуации амплитуды (интенсивности), фазы, частоты, поляризации, направления распространения волны и поперечного сечения пучка. Влияние флуктуаций вы-

ражается в увеличении спектральной плотности мощности шумов на входе приемника, вследствие чего ухудшается отношение сигнал/шум. Действие флуктуаций особенно сильно проявляется в оптическом диапазоне при измерениях на несущей частоте (интерферометрия); в этом случае турбулентность может привести к нарушению работы интерферометра вплоть до полной невозможности измерений. Лучший способ борьбы с влиянием турбулентности — выбор наиболее благоприятного для измерений времени суток, когда турбулентность минимальна; такие периоды хорошо известны геодезистам (периоды «спокойных изображений») — они наступают два раза в сутки: примерно через час после восхода и за час до захода Солнца («утренняя и вечерняя видимости»). В системах с измерениями на модулированном излучении влияние фазовых флуктуаций — наиболее опасных для систем интерференционного типа — почти не сказывается на работе прибора, так как сильно флуктуирует фаза несущей, а не модулирующей частоты, на которой производятся измерения.

Таким образом, атмосфера существенным образом влияет на электронные методы измерения расстояний. Особенно сильное влияние оказывает тропосфера — нижний слой атмосферы толщиной около 11—12 км, где наиболее интенсивны циркуляция воздушных масс и изменение погоды. Состояние и свойства тропосферы — смеси газов, водяного пара и аэрозоля (взвешенных твердых и жидких частиц, плотность и состав которых меняются во времени и в пространстве) — определяются главным образом тремя факторами: давлением воздуха, его температурой и влажностью. Все они уменьшаются с ростом высоты. Вследствие понижения давления уменьшается плотность воздуха.

Поле атмосферного давления можно считать стабильным во времени и изменяющимся по барометрическому закону. Можно также считать, что изобарические поверхности, т. е. поверхности равного давления воздуха, расположены практически горизонтально. По этим причинам, а также ввиду сравнительно медленных и небольших изменений давления воздуха его значение при измерениях расстояний электронными методами известно с достаточной точностью.

Температурное поле тропосферы складывается из двух областей, имеющих различный характер.

В приземной области, простирающейся примерно до высоты 500 м над поверхностью Земли, температурное поле определяется влиянием на приземные слои воздуха процессов теплоотдачи за счет излучения и теплопроводности, связанных с прогревом поверхности днем (благодаря падающей солнечной радиации) и ее охлаждением ночью (из-за уходящей радиации). Поскольку влияние падающей радиации зависит от погоды, времени суток и года, а также от рельефа местности и поверхностного покрова, температурное поле вблизи поверхности

неоднородно, несмотря на ветровое перемешивание, и непрестанно изменяется.

Расположенные выше слои воздуха в значительном диапазоне высот сохраняют линейную структуру. Из-за низкой теплопроводности воздуха при устойчивой погоде и большого удаления от поверхности Земли температурные изменения в этой области сравнительно невелики.

Влажность воздуха, обусловленная испарением воды над морем и сушей, характеризуется содержанием водяного пара в атмосфере и убывает с ростом температуры и усилением перемещения воздушных масс, а также с увеличением высоты. Поле значений давления водяного пара связано сложной зависимостью с температурным полем. Его однородность нарушается по тем же причинам, что и однородность температурного поля.

§ 7. АТМОСФЕРНОЕ ЗАТУХАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Затухание (ослабление интенсивности) электромагнитного излучения в атмосфере обусловлено главным образом двумя причинами: 1) поглощением молекулами атмосферных газов и 2) рассеянием на флуктуациях плотности и аэрозольных частиц. Затухание зависит от прозрачности атмосферы, протяженности трассы и длины волны излучения. Ослабление излучения описывается законом Бугера:

$$I_D = I_0 e^{-\alpha(\lambda) D}, \tag{2.1}$$

где I_D — интенсивность пучка излучения, прошедшего слой толщиной D; I_0 — интенсивность входящего в слой пучка; $\alpha(\lambda)$ — спектральный коэффициент ослабления (так называемый коэффициент экстинкции), характеризующий прозрачность атмосферы и представляющий собой сумму двух слагаемых — коэффициента поглощения и коэффициента рассеяния:

$$\alpha(\lambda) = \alpha_{\text{п}}(\lambda) + \alpha_{\text{р}}(\lambda). \tag{2.2}$$

Величину

$$\sigma = e^{-\alpha(\lambda)} \tag{2.3}$$

называют *спектральным коэффициентом прозрачности* атмосферы на единицу длины пути (обычно на 1 км), и соотношение (2.1) часто записывают в виде

$$I_D = I_0 \sigma^D. \tag{2.4}$$

Если учитывается только поглощение, то

$$\sigma_{\text{п}} = e^{-\alpha_{\text{п}}(\lambda)}, \tag{2.5}$$

а если только рассеяние, то соответственно

$$\sigma_{\text{р}} = e^{-\alpha_{\text{р}}(\lambda)}. \tag{2.6}$$

В общем случае спектральный коэффициент прозрачности с учетом поглощения и рассеяния представляют в виде произведения

$$\sigma = \sigma_{\text{п}}\sigma_{\text{р}}. \qquad (2.7)$$

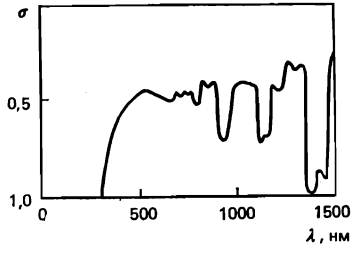


Рис. 15. Кривая атмосферного поглощения в оптическом диапазоне

Затухание электромагнитных волн часто выражают в децибелах на единицу длины пути (дБ/км). Децибел — это относительная логарифмическая единица ослабления (или усиления); число децибел при изменении мощности от значения P_1 до значения P_2 выражается величиной $10 \lg \frac{P_1}{P_2}$.

Наиболее сильное влияние на поглощение электромагнитных волн оказывают пары воды, углекислый газ, кислород и озон. В диапазоне видимого света и ближней инфракрасной (ИК) области поглощение вызывается преимущественно молекулами водяного пара. При этом в приземном слое атмосферы имеются окна прозрачности (наибольшего пропускания) в диапазонах 400—780, 800—920, 980—1050, 1170—1320 нм (рис. 15). Коэффициент поглощения водяного пара зависит от его парциального давления, ограниченного уровнем насыщения. Давление насыщенного пара является функцией температуры воздуха. Парциальное давление, т. е. содержание водяного пара в воздухе, а следовательно, и обусловленное им затухание, увеличиваются с ростом температуры.

Исследования «тонкой структуры» атмосферного поглощения показывают, что и в окнах прозрачности имеется ряд слабых линий и полос поглощения. При использовании источников света с широким спектром излучения (таких, как лампы накаливания или ртутные лампы) ими можно пренебречь, однако при узкополосных излучателях (лазеры) их необходимо учитывать, чтобы длина волны излучения не попала в линию поглощения.

В безоблачной атмосфере неселективное (не зависящее от длины волны) поглощение вызывается сравнительно крупными взвешенными частицами (такими, как продукты сгорания); при выполнении геодезических работ в городах и промышленных районах с таким поглощением приходится считаться.

Если ослабление ИК излучения при низкой прозрачности атмосферы происходит главным образом за счет поглощения водяным паром и процессами рассеяния можно пренебречь (излучение ближней ИК области спектра лишь немного ослабляется в легком тумане или дымке при размерах частиц менее 1 мкм), то для видимого излучения рассеяние является преобладающим компонентом затухания. При этом рассеяние про-

исходит на частицах, размеры которых меньше длины волны излучения или соизмеримы с ней. Кроме того, наблюдается также отражение или преломление света частицами, размеры которых больше длины волны. Рассеяние на частицах с размерами порядка длины волны называют дифракционным, а на частицах, намного превышающих длину волны,— геометрическим. При сильных дымках и особенно туманах основную роль играет геометрическое рассеяние, поскольку большинство капельных частиц, образующих туман, имеют размер 7—15 мкм. Интенсивность излучения снижается за счет рассеяния тем больше, чем меньше длина волны.

Субъективно прозрачность атмосферы для видимого диапазона спектра может быть оценена так называемой *дальностью видимости*. Дальность видимости (ее называют также визуальной или метеорологической дальностью видимости) определяется как наибольшая горизонтальная дальность, на которой днем можно различить крупную темную цель (например, лес) на фоне неба. Эта дальность равна, следовательно, расстоянию, для которого яркостный контраст становится равным контрастной чувствительности (пороговому контрасту) человеческого глаза. При средней величине контрастной чувствительности глаза при дневном свете, равной 0,02, связь между коэффициентом ослабления (экстинкции) и визуальной дальностью видимости S определяется формулой

$$\alpha = 3{,}91 \text{ км}/S, \qquad (2.8)$$

справедливой при длине волны $\lambda = 555$ нм, соответствующей максимуму спектральной чувствительности глаза. С известной степенью приближения данным соотношением можно пользоваться и применительно к электрооптическим системам с широкополосными излучателями, работающими в этом диапазоне волн. При использовании селективных излучателей инфракрасного диапазона коэффициент ослабления уменьшается в зависимости от размеров взвешенных частиц. Например, при $\lambda = 900$ нм и средней дальности видимости этот коэффициент можно принять равным 2,5 км/S.

Оценив дальность видимости, можно найти по формуле (2.8) коэффициент ослабления и затем при известной начальной интенсивности определить по формуле (2.1) интенсивность излучения после прохождения расстояния D. При измерении расстояний электронными методами следует учитывать, что излучение проходит путь, равный двойному измеряемому расстоянию. Поскольку при устойчивой погоде значение коэффициента прозрачности атмосферы остается неизменным и ночью, можно пользоваться при ночных измерениях его значением, определенным во второй половине дня.

Зависимость прозрачности атмосферы от длины волны λ изучалась в большом количестве работ, значительная часть ко-

торых носит экспериментальный характер. Однако, как и в большинстве атмосферных исследований вообще, полученные оценки и результаты отражают различные частные случаи атмосферных условий и поэтому привести универсальную и достаточно точную зависимость представляется затруднительным.

Нередко применяется формула Рокара:

$$(1-\sigma_\lambda)=(1-\sigma_{\lambda_0})\left(\frac{\lambda_0}{\lambda}\right)^{2,5}, \qquad (2.9)$$

где σ_{λ_0} — коэффициент прозрачности на какой-либо «исходной» длине волны λ_0, который должен быть известен. Эта формула имеет весьма приближенный характер и справедлива только для условий, когда размеры рассеивающих свет частиц не превышают длины волны. При размерах, бо́льших длины волны, затухание мало зависит от λ, как, например, при наличии в атмосфере пылевых и дымовых частиц, а также при туманах.

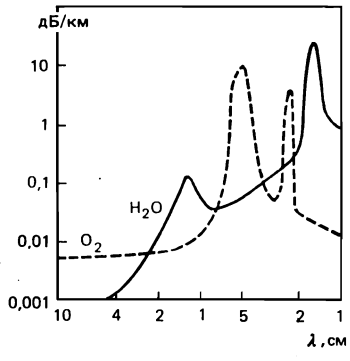


Рис. 16.
Затухание в атмосфере радиоволн сантиметрового диапазона

Радиоволны большей части СВЧ диапазона в атмосфере практически не поглощаются. Во время дождя или — в еще меньшей степени — тумана происходит их некоторое ослабление. Однако в целом дымка, туман или облака являются в данном случае гораздо меньшей помехой измерениям, чем в оптическом диапазоне. Дальность действия зависит от мощности передатчика, коэффициентов усиления антенн и затухания на трассе, причем эти параметры, в свою очередь, зависят от длины волны несущих колебаний. В коротковолновой части СВЧ диапазона имеются соответствующие определенным длинам волн области селективного поглощения в кислороде и водяном паре, которые видны на рис. 16. Рис. 16 объясняет использование в СВЧ радиодальномерах волн длиной 10 и 3 см, а также 8 мм.

Другой причиной затухания волн СВЧ диапазона в атмосфере являются потери за счет рассеяния в каплях дождя, тумане, облаках, снеге и граде.

При расчете дальности действия (см. § 16 и 20) затухание электромагнитных волн в атмосфере учитывается в соответствии с формулами (2.1) или (2.4).

§ 8. СКОРОСТЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Показатель преломления воздуха

Показатель преломления. Фазовая и групповая скорости. Скорость электромагнитных волн в реальной среде v связана со скоростью света в вакууме c через одну из важнейших характеристик среды — показатель преломления n:

$$v = c/n. \tag{2.10}$$

Показатель преломления в электродинамике определяется из соотношения $n = \sqrt{\varepsilon\mu}$, где ε и μ — диэлектрическая и магнитная проницаемости среды.

Различают два понятия скорости электромагнитных волн в среде, вводя представления о фазовой и групповой скоростях. Понятие *фазовой скорости* относится к идеальной монохроматической волне. Уравнение такой волны, распространяющейся в направлении x, есть $A\cos(\omega t - kx)$, где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число. Фазовая скорость v_Φ характеризует скорость перемещения фазы $(\omega t - kx)$ и определяется как dx/dt из условия $(\omega t - kx) = \text{const}$, что дает

$$v_\Phi = \omega/k = \lambda f. \tag{2.11}$$

Фазовой скорости v_Φ соответствует *фазовый показатель преломления*:

$$n_\Phi = c/v_\Phi. \tag{2.12}$$

Фазовый показатель преломления, а следовательно, и фазовая скорость в среде зависят от частоты (длины волны), и эта зависимость называется *дисперсией.*

Реальная электромагнитная волна не является монохроматической, а состоит из набора волн различных частот ω, группирующихся в некотором спектральном интервале $\Delta\omega$. Если $\Delta\omega \ll \omega$, то такой набор называют *группой волн* или волновым пакетом. Излучение, представляемое группой волн, называется *квазимонохроматическим.* Типичный пример квазимонохроматического излучения — излучение лазеров. Уравнение группы волн, т. е. квазимонохроматической волны, с центральной частотой ω_0 записывается в виде

$$E(x, t) = \int_{\omega_0 - \Delta\omega/2}^{\omega_0 + \Delta\omega/2} E_0 \cos(\omega t - kx)\, d\omega. \tag{2.13}$$

Отдельные монохроматические составляющие группы $E_0\cos(\omega t - kx)$ распространяются в среде с различными фазовыми скоростями из-за дисперсии. Поэтому для характеристики движения квазимонохроматической волны как целого вводят понятие *групповой скорости*, определяемой выражением

$$v_{\text{гр}} = \left(\frac{d\omega}{dk}\right)_0 \tag{2.14}$$

(индекс 0 означает, что производная берется в точке $k=k_0$, т. е. для центральной составляющей спектра)*. Групповая скорость характеризует скорость переноса энергии группой волн. Величина

$$n_{\text{гр}} = c/v_{\text{гр}} \tag{2.15}$$

называется *групповым показателем преломления* среды. Групповая и фазовая скорости и соответственно групповой и фазовый показатели преломления связаны соотношением Рэлея:

$$v_{\text{гр}} = v_{\text{ф}} + \omega_0 \left(\frac{dv_{\text{ф}}}{d\omega}\right)_0 \tag{2.16}$$

или

$$n_{\text{гр}} = n_{\text{ф}} - \lambda_0 \left(\frac{dn_{\text{ф}}}{d\lambda}\right)_0, \tag{2.17}$$

где $\frac{dv_{\text{ф}}}{d\omega}$ или $\frac{dn_{\text{ф}}}{d\lambda}$ — дисперсия.

Реальную группу волн (2.13) с центральной частотой ω_0 можно представить (используя разложение $k(\omega)$ в ряд) как волну частоты ω_0, распространяющуюся с фазовой скоростью $v_{\text{ф}} = \frac{\omega_0}{k_0}$, но с *переменной амплитудой,* которая распространяется с групповой скоростью $v_{\text{гр}} = \left(\frac{d\omega}{dk}\right)_0$. Направление распространения волны всегда определяется ее фазовой скоростью, энергия же перемещается с групповой скоростью. Групповая скорость, таким образом, есть скорость потока энергии, или скорость сигнала, и не может быть больше скорости света в вакууме. Фазовая скорость может быть и больше скорости света в вакууме, но она не может быть скоростью реального сигнала.

Важно отметить, что понятие групповой скорости применимо лишь к случаю *узкого* спектра $\Delta\omega$ и к среде со *слабой* дисперсией (именно такой средой является атмосфера, если только длины волн излучения не попадают в полосы поглощения атмосферных газов). Если источник излучает широкий спектр, например белый свет, то физически бессмысленно говорить о единой групповой скорости для всего спектра. В этом случае каждый небольшой спектральный интервал, для которого справедливо условие $\Delta\omega \ll \omega$, характеризуется своим значением групповой скорости; из этих значений можно затем найти *эффективное* значение групповой скорости (см. далее),

---

* Этот результат можно получить, разлагая закон дисперсии — функцию $k(\omega)$ — в ряд Тейлора по степеням $(\omega-\omega_0)$, ограничиваясь членом первого порядка: $k(\omega) = k(\omega_0) + \left(\frac{dk}{d\omega}\right)_0 (\omega - \omega_0)$, и подставляя это разложение в уравнение (2.13).

которое и принимается за характеристику скорости распространения всего излучения.

Для радиоволн нижний слой атмосферы примерно до 11 км (тропосфера) является практически недиспергирующей средой. Поэтому для радиоволн фазовая и групповая скорости в тропосфере совпадают.

Для оптического диапазона волн атмосфера является диспергирующей средой, вследствие чего фазовая и групповая скорости не совпадают. В светодальномерах используется модулированное излучение и должна фигурировать групповая скорость. Поэтому в светодальнометрии нас всегда интересует групповой показатель преломления воздуха.

При интерференционных измерениях, выполняемых оптическими интерферометрами, используется немодулированное излучение*. При этом, как было показано специальными исследованиями [22], в отношении скорости дело обстоит различным образом при абсолютных (лазерных) и относительных интерференционных измерениях. В лазерной интерферометрии со счетом интерференционных полос должна использоваться фазовая скорость, а при относительном методе интерферометрии с источником белого света — групповая скорость для средней, точнее, эффективной длины волны (об эффективной длине волны см. ниже).

Как следует из уравнения (2.10), задача определения рабочей скорости целиком сводится к нахождению показателя преломления воздуха. Вместо показателя преломления n очень часто пользуются более удобной величиной $N=(n-1)\cdot 10^6$, называемой *индексом преломления*. Индекс преломления показывает, на сколько миллионных долей показатель преломления больше единицы. Одну миллионную долю — единицу шестого знака — часто называют N-единицей.

Показатель или индекс преломления для электромагнитных волн зависит от длины волны, температуры, давления и состава воздуха. Зависимость от длины волны (дисперсия), как ясно из вышеизложенного, проявляется лишь в оптическом диапазоне.

Состав воздуха в общем довольно постоянен, за исключением количества водяных паров. Поэтому можно считать, что воздух состоит из двух компонентов — сухого воздуха и водяного пара, а индекс преломления воздуха является суммой индексов преломления сухого воздуха и водяного пара:

$$N=N_{\text{с}}+N_{\text{в}}. \tag{2.18}$$

В то время как индекс преломления сухого воздуха имеет один и тот же порядок величины для света и радиоволн (при-

* Как известно из физики, никакое реальное излучение не может быть идеально гармоническим и всегда имеет конечный спектр, что равносильно наличию модуляции (чем уже спектр, тем медленнее модуляция), но здесь мы вполне можем этим пренебречь.

мерно 270—300 N-единиц), индекс преломления водяного пара для радиоволн примерно в 20 раз больше, чем для световых волн ($\sim 60\,N$-единиц для радиоволн и $\sim 3\,N$-единиц для света), а ошибка в определении давления водяных паров, как мы увидим далее, влияет на индекс преломления в радиодиапазоне примерно на два порядка сильнее, чем в оптическом диапазоне. Поэтому учет влияния влажности воздуха особенно важен при использовании радиоволн.

Рассмотрим влияние различных факторов на показатель преломления воздуха в оптическом и радиоволновом диапазонах.

Показатель преломления для световых волн. Для оптического диапазона показатель преломления воздуха в каждой точке является функцией четырех параметров:

$$n = f(\lambda,\ T,\ P,\ e), \tag{2.19}$$

где λ — длина волны излучения; T — температура; P — давление; e — влажность воздуха (парциальное давление водяных паров).

Обычно рассматриваются раздельно зависимости показателя преломления от длины волны и от метеорологических элементов.

Зависимость n от λ (дисперсия) многократно изучалась при определенных, создаваемых в лаборатории метеорологических условиях. Такие условия называются *стандартными.* Стандартные значения температуры, давления и влажности будем обозначать T_0, P_0 и e_0. Международными стандартными условиями считаются следующие: $T_0 = 288{,}16$ К ($t_0 = +15$ °С), $P_0 = 760$ мм рт. ст.*, $e_0 = 0$ (сухой воздух), 0,03 % содержания углекислого газа в воздухе. Очень часто при составлении таблиц пользуются стандартными условиями, отличающимися от международных величиной температуры — 0 вместо 15 °С, т. е. $T_0 = 273{,}16$ К. Дисперсионная зависимость может быть представлена либо в *форме Коши*:

$$N_0 = A + \frac{B}{\lambda^2} + \frac{C}{\lambda^4}, \tag{2.20}$$

либо в более общей *форме Зельмейера:*

$$N_0 = A' + \frac{B'}{a - \sigma^2} + \frac{C'}{b - \sigma^2}, \tag{2.21}$$

где N_0 — индекс преломления в стандартных условиях; λ — длина волны в вакууме; $\sigma = 1/\lambda$ — спектроскопическое волновое число в вакууме, а величины A, B, C, A', B', C', a, b есть экспериментально определенные постоянные, называемые *дисперсионными коэффициентами.* В радиогеодезии наиболее употре-

---

* 1 мм рт. ст. = 133 Па.

бительно выражение в форме Коши, называемое обычно просто формулой Коши.

Формула (2.20) относится к фазовому показателю (индексу) преломления. Чтобы получить выражение для группового показателя преломления, нужно воспользоваться соотношением Рэлея (2.17). Дифференцируя уравнение (2.20) по λ и подставляя результат в формулу Рэлея, получим для группового индекса преломления:

$$N_0 = (n_0 - 1)\,10^6 = A + \frac{3B}{\lambda^2} + \frac{5C}{\lambda^4}. \qquad (2.22)$$

Значения дисперсионных коэффициентов зависят от того, какие приняты стандартные условия.

Наиболее точной (до $5 \cdot 10^{-8}$) дисперсионной формулой в настоящее время считается формула, коэффициенты которой получены Эдленом в 1966 г.

Она выражена в форме Зельмейера, однако удобнее ее преобразовать в форму Коши. На рис. 17 представлена графически формула Коши для группового индекса преломления при $t = 15°$, $P = 760$ мм рт. ст. с дисперсионными коэффициентами по Эдлену:

$$N_{0\,(15{,}760)} = 272{,}613 + 3 \cdot \frac{1{,}5294}{\lambda^2} + 5 \cdot \frac{0{,}01367}{\lambda^4}. \qquad (2.22')$$

Для перехода к условиям $t = 0$ °C, $P = 760$ мм рт. ст. все коэффициенты умножаются на отношение абсолютных температур 288,16/273,16 и формула получает вид

$$N_{0\,(0{,}760)} = 287{,}583 + 3 \cdot \frac{1{,}6134}{\lambda^2} + 5 \cdot \frac{0{,}01442}{\lambda^4}. \qquad (2.22'')$$

В приведенных формулах длина волны λ выражается в мкм.

Таким образом, по дисперсионным формулам можно определить стандартный показатель преломления, зная длину волны света (в вакууме).

Нелазерные источники света генерируют излучение с широким спектром длин волн. В этом случае необходимо находить так называемый *эффективный* показатель преломления $n_{эфф}$, который характеризует весь действующий диапазон спектра от λ_1 до λ_2 и описывается выражением

$$n_{эфф} = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} n_0(\lambda)\, K(\lambda)\, d\lambda}{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} K(\lambda)\, d\lambda}, \qquad (2.23)$$

где $n_0(\lambda)$ определяется формулой (2.22), а величина $K(\lambda)$

есть текущая ордината результирующей кривой, получаемой как произведение спектральных характеристик источника света, оптики, атмосферы и приемника света. Длину волны, соответствующую максимуму результирующей кривой спектральной прозрачности, называют эффективной длиной волны $\lambda_{эфф}$, т. е. показатель $n_{эфф}$ относится к длине волны $\lambda_{эфф}$.

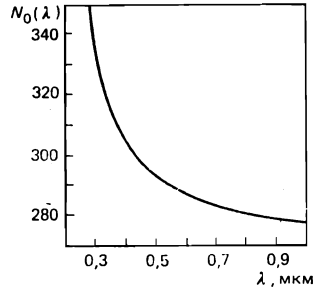


Рис. 17. График зависимости $N_0(\lambda)$ при $t=15°$, $P=760$ мм рт. ст. для группового N

Таким образом, имея соответствующие спектральные характеристики, можно графически определить $\lambda_{эфф}$, которую и следует подставлять в дисперсионную формулу. Тогда получаемый по дисперсионной формуле показатель преломления будет соответствовать эффективному значению, определяемому выражением (2.23).

Неточное знание спектральных характеристик указанных элементов, главным образом характеристики атмосферы, зависящей от очень многих внешних факторов, приводит к затруднению при определении эффективной длины волны. Практически эффективную длину волны можно определить лишь приближенно, пользуясь некоторыми средними спектральными кривыми. Исключение составляют *лазерные* дальномеры, в которых вследствие практической монохроматичности лазерного излучения эффективная длина волны равна длине волны излучения лазера, известной с высокой точностью.

Для зависимости показателя преломления от метеоэлементов в условиях, отличающихся от стандартных, предложено несколько формул. При светодальнометрии наиболее применяемой является формула Баррелла и Сирса, которую для группового индекса преломления можно представить в приближении

$$N = N_0 \frac{T_0}{P_0} \frac{P}{T} - \left(17{,}045 - \frac{0{,}5572}{\lambda^2}\right) \frac{e}{T}, \qquad (2.24)$$

где N_0 определяется по дисперсионной формуле (2.22′) или (2.22″), а T_0 и P_0 — соответствующие стандартные значения абсолютной температуры и давления воздуха, при которых вычислен N_0.

Следует заметить, что эта формула не отвечает структуре $N=N_с+N_в$, т. е. первое и второе слагаемые в уравнении (2.24) не равны индексам преломления сухого воздуха и водяных паров соответственно, так как P в первом слагаемом — это общее атмосферное, а не парциальное давление сухого воздуха. Последнее равно $P_с=P-e$, и формула (2.24), приведенная к виду $N=N_с+N_в$, должна быть записана следующим образом:

$$N = N_0 \frac{T_0}{P_0} \frac{P-e}{T} + \left[N_0 \frac{T_0}{P_0} - \left(17{,}045 - \frac{0{,}5572}{\lambda^2} \right) \right] \frac{e}{T}. \quad (2.24')$$

Продифференцировав дисперсионную формулу Коши по длине волны, а формулу Баррелла и Сирса по T, P и e, можно получить дифференциальные зависимости, выражающие влияние отдельных факторов на показатель преломления воздуха. Численные значения этих зависимостей при средних метеорологических условиях ($T=288$ К, $P=745$ мм рт. ст., $e=12$ мм рт. ст.) и $\lambda=0{,}632\,991$ мкм (длина волны гелий-неонового лазера в вакууме) будут следующими:

$$\frac{\partial N}{\partial \lambda} = -38{,}9 \qquad N\text{-ед/мкм} \quad (-0{,}04\ N\text{-ед/нм}),$$

$$\frac{\partial N}{\partial T} = -1{,}0 \qquad N\text{-ед/К},$$

$$\frac{\partial N}{\partial P} = +0{,}4 \qquad N\text{-ед/мм рт. ст.},$$

$$\frac{\partial N}{\partial e} = -0{,}05 \qquad N\text{-ед/мм рт. ст*}.$$

Полученные численные значения производных позволяют легко решать задачи такого типа: найти, с какой ошибкой m_N будет определен индекс преломления, если температура, давление и влажность измерены с ошибками m_T, m_P и m_e. Понятно, что

$$m_N = \sqrt{\left(\frac{\partial N}{\partial T}\right)^2 m_T^2 + \left(\frac{\partial N}{\partial P}\right) m_P^2 + \left(\frac{\partial N}{\partial e}\right)^2 m_e^2}. \quad (2.25)$$

Показатель преломления для радиоволн. Так как для радиоволн дисперсия практически равна нулю, показатель преломления в каждой точке зависит только от метеорологических элементов T, P, e. Эта зависимость выражается формулой

$$N = a\frac{P}{T} + b\frac{e}{T} + c\frac{e}{T^2}. \quad (2.26)$$

В диапазоне дециметровых, сантиметровых и миллиметровых радиоволн XII Генеральная ассамблея Международного геодезического и геофизического союза (1960 г.) рекомендовала для коэффициентов a, b и c использовать значения, полученные Эссеном и Фрумом. Смит и Вейнтрауб на основании анализа данных различных авторов предложили несколько иные коэффициенты для формулы (2.26). В табл. 2 приведены

* При изменении влажности e изменяется и полное давление P, измеряемое барометром (так как $P=P_c+e$), что дает дополнительный вклад в изменение индекса преломления из-за изменения влажности, не учитываемый производной $\partial N/\partial e$. Этот вклад автоматически входит в производную $\partial N/\partial P$.

ТАБЛИЦА 2

Коэффициенты	По Фруму и Эссену		По Смиту и Вейнтраубу	
	P и e, мм рт. ст.	P и e, ГПа	P и e, мм рт. ст.	P и e, ГПа
a	103,49	77,64	103,46	77,60
b	—17,23	—12,92	—7,50	—5,62
c	$4{,}96\cdot10^5$	$3{,}72\cdot10^5$	$4{,}99\cdot10^5$	$3{,}75\cdot10^5$

значения коэффициентов a, b и c по Фруму и Эссену и по Смиту и Вейнтраубу для случаев, когда P и e выражены в миллиметрах ртутного столба (торах) и в миллибарах (гектопаскалях) (760 мм рт. ст. = 1013,25 мбар; 1 мм рт. ст. $\approx$ $\approx$ 1,33 мбар, 1 мбар $\approx$ 0,75 мм рт. ст.). Коэффициенты в табл. 2 даны в N-единицах.

Формула (2.26), представленная в виде $N=N_c+N_в$, записывается следующим образом:

$$N=a\frac{P-e}{T}+\left(a+b+\frac{c}{T}\right)\frac{e}{T}. \qquad (2.27)$$

Дифференцируя приведенные формулы по T, P и e, можно получить дифференциальные зависимости показателя преломления от метеорологических элементов для радиоволн. Эти зависимости при тех же, что и для света, средних условиях имеют следующие значения:

$$\frac{\partial N}{\partial T}=-1{,}4 \qquad N\text{-ед/К};$$

$$\frac{\partial N}{\partial P}=+0{,}4 \qquad N\text{-ед/мм рт. ст.};$$

$$\frac{\partial N}{\partial e}=+5{,}9 \qquad N\text{-ед/мм рт. ст.}$$

Сравнивая эти значения с соответствующими значениями для оптического диапазона, мы видим, что для радиоволн величина $\partial N/\partial e$ более чем в 100 раз больше, чем для света. Это означает, что если влажность определена с ошибкой m_e, то вызываемая этим ошибка при вычислении N, равная $\frac{\partial N}{\partial e}m_e$, в радиодиапазоне на два порядка больше, чем в оптическом диапазоне, что свидетельствует о важности точного определения влажности воздуха при использовании радиоволн.

Проблема определения среднеинтегрального показателя преломления

Постановка задачи. Рассмотренные в предыдущем разделе формулы справедливы для каждой отдельной точки вдоль пути распространения волны. Реальная атмосфера — неоднородная

среда, в которой значения T, P, e меняются от точки к точке. Следовательно, показатель преломления, а значит, и скорость распространения волны будут меняться вдоль трассы.

Таким образом, в дальномерном уравнении

$$D = \frac{v\tau_{2D}}{2}$$

скорость v имеет неопределенность, так как $v = v(x)$, где x — текущее значение расстояния. Какую же скорость нужно использовать при вычислении расстояния D?

Логически очевидно, что в качестве скорости v должна фигурировать некоторая средняя скорость $\langle v \rangle$ — скорость, осредненная вдоль всего пути электромагнитной волны, а уравнение для расстояния должно быть записано в виде

$$D = \frac{\langle v \rangle \tau_{2D}}{2}. \tag{2.28}$$

Получим математическое выражение для этой средней скорости. Электромагнитная волна проходит элементарный путь dx за время

$$d\tau = \frac{dx}{v(x)}, \tag{2.29}$$

а весь путь $2D$ от передатчика до приемника — за время

$$\tau_{2D} = \int_0^{2D} \frac{dx}{v(x)} = 2\int_0^{D} \frac{dx}{v(x)}. \tag{2.30}$$

Подставляя уравнение (2.30) в формулу (2.28) и решая последнее относительно $\langle v \rangle$, получаем:

$$\langle v \rangle = D \Big/ \int_0^{D} \frac{dx}{v(x)}. \tag{2.31}$$

Имея в виду, что в каждой точке

$$v(x) = c/n(x), \tag{2.32}$$

найдем окончательно:

$$\langle v \rangle = \frac{c}{\frac{1}{D}\int_0^{D} n(x)\,dx} = \frac{c}{\langle n \rangle}. \tag{2.33}$$

В этом выражении величина

$$\langle n \rangle = \frac{1}{D}\int_0^{D} n(x)\,dx \tag{2.34}$$

представляет собой *среднеинтегральный (средний вдоль*

трассы) показатель преломления воздуха, к определению которого сводится задача о нахождении средней скорости $<v>$.

Методы определения $<n>$. Определение среднеинтегрального показателя преломления — задача весьма непростая. Для строгого ее решения необходимо знать распределение метеоэлементов вдоль всей трассы распространения волны. Это распределение нам неизвестно — чтобы его знать, надо измерить температуру, давление и влажность в каждой точке трассы или, во всяком случае, в достаточно большом количестве отдельных точек. Практически же измеряют метеоэлементы лишь в двух крайних точках — на концах линии; измерения даже в одной дополнительной точке где-то в середине трассы сопряжены с большими техническими и организационными трудностями, а в горных районах практически невозможны. Отметим, что распределение метеоэлементов на трассе луча может быть получено, если организовать так называемое самолетное зондирование атмосферы — полет оборудованного соответствующей аппаратурой самолета (или вертолета) вдоль трассы. Несмотря на то что практически вряд ли можно обеспечить полет самолета точно по линии измерения, а также то, что само движение самолета может вызывать локальные изменения метеопараметров, этот способ в ряде случаев может дать неплохие результаты. Однако понятно, что самолетное зондирование настолько громоздко, дорого и т. д., что если оно еще и может быть применено при работах научно-исследовательского характера, то совершенно неприемлемо при обычных дальномерных измерениях.

Все это приводит к тому, что среднеинтегральный показатель преломления может быть определен по измерениям метеоэлементов лишь приближенно. Значение $<n>$ приходится аппроксимировать значением, полученным из метеоизмерений в крайних точках линии. Если в начальной точке линии получены значения T_1, P_1, e_1, а в конечной — T_2, P_2, e_2, то в формулу вида $n=f(T, P, e)$ подставляют средние значения:

$$T=\frac{T_1+T_2}{2}; \quad P=\frac{P_1+P_2}{2}; \quad e=\frac{e_1+e_2}{2}.$$

Иногда даже ограничиваются измерением метеоэлементов на одном конце линии (при длине линии примерно менее 5 км и превышении между концами линии примерно не более 100 м).

Такой способ определения показателя преломления приемлем при измерениях не особенно высокой точности, производимых дальномерами, инструментальная ошибка которых соизмерима с ошибкой, возникающей из-за указанной приближенности определения среднеинтегрального показателя преломления.

Для повышения точности определения среднеинтегрального показателя преломления (при метеоизмерениях на концах

линии) стремятся измерять линию дальномером при различных метеоусловиях, для чего приходится «растягивать» измерения, выполняя их в различное время суток. Основанием к такому методическому приему служит то обстоятельство, что, поскольку при изменении метеоусловий меняется неизвестное нам распределение метеоэлементов на трассе, значение показателя преломления, выведенное по измерениям метеоэлементов на концах линии и осредненное по различным метеоусловиям, будет с большей вероятностью приближаться к среднеинтегральному значению, чем при неизменной метеорологической ситуации.

Указанный прием несколько повышает точность, но не дает радикального решения задачи, ибо не устраняет приближенность определения $<n>$.

При измерениях, производимых дальномерами высокой инструментальной точности, приближенность определения среднеинтегрального показателя преломления может существенно влиять на точность измерения расстояния. Именно это влияние в настоящее время ограничивает повышение точности дальномерных измерений. Поэтому проблема более точного определения $<n>$ является одной из важнейших задач современной геодезической дальнометрии.

Светодальномеры, как правило, обеспечивают более высокую точность измерений, чем радиодальномеры, так как измерения в оптическом диапазоне свободны от ошибок из-за отражений от подстилающей поверхности и требуют менее точного учета влияния влажности. Поэтому проблема определения среднеинтегрального показателя преломления воздуха встает в первую очередь при высокоточной светодальнометрии. Эта проблема может быть решена применением так называемого *дисперсионного метода*, обеспечивающего возможность аппаратурного (инструментального) определения среднего вдоль трассы показателя преломления. Аппаратурное определение величины $<n>$ при измерении расстояний принято называть *дальномерной рефрактометрией.*

Дальномерная рефрактометрия

Дисперсионный метод определения $<n>$. Этот метод, впервые предложенный в СССР в 1956 г. М. Т. Прилепиным (позднее, в 1965 г., этот же метод был независимо разработан в США П. Бендером и Д. Оуэнсом), основан на использовании дисперсии света в атмосфере. Идея метода заключается в том, что измерение метеорологических элементов во всех точках трассы (невыполнимая задача) заменяется измерением разности оптических путей двух различных длин волн света, которая оказывается зависящей от среднеинтегрального значения показателя преломления воздуха.

Поясним сущность метода. Пусть имеются два источника, из-

лучающие свет различных длин волн λ_1 и λ_2. Среднеинтегральные показатели преломления на трассе D для этих длин волн вследствие дисперсии будут также различны: $\langle n_1\rangle$ и $\langle n_2\rangle$. Поэтому эти две волны, пройдя одно и то же геометрическое расстояние D, пройдут различные оптические пути $S_1 = D\langle n_1\rangle$ и $S_2 = D\langle n_2\rangle$, а их разность будет

$$\Delta S = S_1 - S_2 = D(\langle n_1\rangle - \langle n_2\rangle). \tag{2.35}$$

Величины $\langle n_1\rangle$ и $\langle n_2\rangle$ выражаются формулами:

$$\langle n_1\rangle = \frac{1}{D}\int_0^D n_1(x)\,dx;$$

$$\langle n_2\rangle = \frac{1}{D}\int_0^D n_2(x)\,dx.$$

В этих уравнениях подынтегральные текущие показатели преломления $n_1(x)$ и $n_2(x)$ — показатели преломления для длин волн λ_1 и λ_2 — в каждой точке трассы подчиняются формуле Баррелла и Сирса вида $n = f(T, P, e)$. Если бы эта функция была линейна по всем переменным, ее можно было бы без ущерба для строгости обобщить на среднеинтегральный показатель преломления, т. е. записать в виде $\langle n\rangle = f(\langle T\rangle, \langle P\rangle, \langle e\rangle)$, где $\langle T\rangle$, $\langle P\rangle$, $\langle e\rangle$ — среднеинтегральные значения температуры, давления и влажности. Однако данная функция нелинейна относительно температуры, так как последняя находится в знаменателе дроби (см. формулу (2.24)). Но мы можем воспользоваться тем обстоятельством, что функция линейна относительно величины $\left\langle \frac{P}{T}\right\rangle$, и записать: $\langle n\rangle = f\left(\left\langle \frac{P}{T}\right\rangle, \langle e\rangle\right)$. Кроме того, для упрощения вывода отбросим пока влажностный член в формуле Баррелла и Сирса (2.24). Тогда для $\langle n_1\rangle$ и $\langle n_2\rangle$ можно записать:

$$\langle n_1\rangle - 1 = \frac{T_0}{P_0}(n_{01} - 1)\left\langle \frac{P}{T}\right\rangle, \tag{2.36}$$

$$\langle n_2\rangle - 1 = \frac{T_0}{P_0}(n_{02} - 1)\left\langle \frac{P}{T}\right\rangle, \tag{2.37}$$

где n_{01} и n_{02} — показатели преломления в стандартных условиях (при T_0 и P_0) для длин волн λ_1 и λ_2 соответственно.

Вычтем (2.37) из (2.36) и определим из полученного равенства величину $\left\langle \frac{P}{T}\right\rangle$:

$$\left\langle \frac{P}{T}\right\rangle = \frac{P_0}{T_0}\frac{\Delta n}{\Delta n_0}, \tag{2.38}$$

где $\Delta n = \langle n_1\rangle - \langle n_2\rangle$, $\Delta n_0 = n_{01} - n_{02}$. Подставляя уравне-

ние (2.38) в выражения (2.36) и (2.37), найдем:

$$\langle n_1\rangle - 1 = (n_{01} - 1)\frac{\Delta n}{\Delta n_0};$$

$$\langle n_2\rangle - 1 = (n_{02} - 1)\frac{\Delta n}{\Delta n_0}.$$

Учитывая, что в соответствии с формулой (2.35) $\Delta n = \frac{\Delta S}{D}$, перепишем последние два равенства в виде:

$$\langle n_1\rangle - 1 = A_1\frac{\Delta S}{D}; \tag{2.39}$$

$$\langle n_2\rangle - 1 = A_2\frac{\Delta S}{D}, \tag{2.40}$$

где

$$A_1 = \frac{n_{01} - 1}{\Delta n_0}; \tag{2.41}$$

$$A_2 = \frac{n_{02} - 1}{\Delta n_0} \tag{2.42}$$

— постоянные для двух данных длин волн λ_1 и λ_2 коэффициенты, которые можно вычислить по дисперсионным формулам. Очевидно, что $A_2 = A_1 - 1$.

Опуская индексы *1* и *2* в выражениях (2.39)—(2.42), можем записать их в обобщенном виде:

$$\langle n\rangle - 1 = A\frac{\Delta S}{D} \tag{2.43}$$

и

$$A = \frac{n_0 - 1}{\Delta n_0}, \tag{2.44}$$

где n_0 — стандартный показатель преломления для той длины волны, для которой вычисляется $\langle n\rangle$.

Выражение (2.43) — основная формула дисперсионного метода. Мы видим, что в нее не входят метеоэлементы, зато входит разность оптических путей ΔS.

Расстояние D в этой формуле нужно знать с точностью, которая заведомо будет обеспечена из обычных измерений светодальномером.

Основная трудность при реализации дисперсионного метода — высокие требования к точности измерения разности оптических путей ΔS. Непосредственно из уравнения (2.43) для

ошибок получим:

$$m_{\Delta S} = \frac{D}{A} m_{\langle n \rangle}. \qquad (2.45)$$

Сделаем оценку для длин волн $\lambda_1 = 0{,}44$ мкм и $\lambda_2 = 0{,}63$ мкм (гелий-кадмиевый и гелий-неоновый лазеры). По дисперсионной формуле Коши для группового показателя преломления найдем величины $n_0 - 1$ и Δn_0, необходимые для вычисления коэффициента A по формуле (2.44). Для указанных длин волн получим: $n_0 - 1 = 3 \cdot 10^{-4}$, $\Delta n_0 = 14 \cdot 10^{-6}$ и $A \approx 20$. Зададим требуемую точность определения $<n>$, т. е. ошибку $m_{\langle n \rangle}$, величиной $1 \cdot 10^{-6}$, а длину трассы возьмем, например, 10 км. Тогда по уравнению (2.45) получим, что разность оптических путей требуется измерять с ошибкой не более 0,5 мм. При увеличении длины трассы допустимая ошибка $m_{\Delta S}$ линейно возрастает. Из уравнения (2.45) видно, что чем больше коэффициент A, тем жестче допуск на точность измерения разности оптических путей. Поэтому следует стремиться к максимальному уменьшению этого коэффициента. Он зависит от выбора длин волн λ_1 и λ_2: чем больше они разнесены по спектру, тем больше разность Δn_0 и, следовательно, тем меньше A. Учитывая крутизну кривой n_0 (см. рис. 17), можно заключить, что особенно выгодно продвигать меньшую длину волны возможно дальше в коротковолновую область. При этом, однако, приходится учитывать пропускание оптики и атмосферы, практически не позволяющее использовать длины волн короче 0,35—0,4 мкм. Бóльшую длину волны также нецелесообразно выбирать более 0,8 мкм, т. е. за границей видимого спектра, так как в этой области крутизна кривой $n_0(\lambda)$ очень мала и, кроме того, мала чувствительность ФЭУ (см. § 13), обычно применяемых в качестве фотоприемников. В большинстве существующих двухволновых приборов используются длины волн 0,4416 мкм (лазер на He-Cd) и 0,6328 мкм (лазер на He-Ne), которые, по-видимому, можно считать оптимальными.

При выводе формулы (2.43) мы допустили упрощение, опустив влажностный член в формуле Баррелла и Сирса (2.24). Вывод с учетом этого члена дает полную формулу для двухволнового дисперсионного метода:

$$\langle n \rangle - 1 = A \frac{\Delta S}{D} + B \left\langle \frac{e}{T} \right\rangle, \qquad (2.46)$$

где

$$B = \Delta\mu_0 (A - A_e); \qquad (2.47)$$

$$A_e = \frac{\mu_0 - 1}{\Delta\mu_0}; \qquad (2.48)$$

μ_0 — показатель преломления водяных паров при T_0 и P_0 для той длины волны, для которой вычисляется $<n>$; $\Delta\mu_0$ — раз-

ность величин μ_0 для λ_1 и λ_2. Заметим, что коэффициент A_e для водяных паров аналогичен по своей структуре коэффициенту A для сухого воздуха.

В полной формуле (2.46) присутствует метеорологический член, содержащий величину $\left\langle \frac{e}{T} \right\rangle$ — осредненное вдоль трассы значение отношения влажности и температуры. Однако, как следует из анализа точности этой формулы, теперь это значение достаточно знать довольно приближенно, а именно, оно может быть определено по измерениям влажности и температуры *лишь на концах линии.*

Двухволновый дисперсионный метод с учетом влажности по измерениям в конечных точках может обеспечить точность определения $<n>$ до $1 \cdot 10^{-7}$. Дальнейшее повышение точности двухволнового метода может быть получено только за счет более точного учета среднеинтегрального значения влажности на трассе. Другими словами, для этого уже нужно знать величину $\left\langle \frac{e}{T} \right\rangle$ с такой точностью, которая не обеспечивается измерениями влажности только в двух конечных точках трассы *.

Аппаратурный путь повышения точности определения среднеинтегрального показателя преломления заключается в применении *трехволнового варианта* дисперсионного метода, в котором для учета влияния влажности к двум оптическим длинам волн добавляется третья, лежащая в диапазоне сантиметровых радиоволн. При этом должны быть измерены *две* разности оптических путей: разность путей двух световых волн и разность путей одной из световых волн и радиоволн. Третья длина волны выбирается в сантиметровом радиодиапазоне по той причине, что в нем зависимость показателя преломления от влажности на два порядка больше, чем в оптическом диапазоне, и поэтому разность оптических путей световой волны и радиоволны будет определяться влажностью в гораздо большей степени, чем при использовании только оптических волн.

Трехволновый метод, однако, труден в реализации, так как он требует весьма сложной аппаратуры, и в настоящее время получил развитие главным образом двухволновый дисперсионный метод.

Прибор, реализующий дисперсионный метод, называется *рефрактометром* (в оптике так всегда называется прибор для определения показателя преломления). Рефрактометр обычно строится на том же принципе, что и фазовый дальномер: разность оптических путей преобразуют в разность фаз двух радио-

---

* Величина $\left\langle \frac{e}{T} \right\rangle$, как можно показать, гораздо более чувствительна к изменениям средней влажности, чем к изменениям средней температуры на трассе.

частотных колебаний с последующим измерением ее радиотехническими методами.

Совмещение рефрактометра и дальномера в одном приборе позволяет создать дальномерную систему с коррекцией за показатель преломления воздуха, т. е. систему для измерения непосредственно геометрического расстояния D^*. Такую систему часто называют системой дальномер-рефрактометр или двухволновым светодальномером, а результат измерения такой системой — геометрическое расстояние D — часто называют *корректированным* расстоянием. Аналитическое выражение для корректированного расстояния при двухволновом методе вытекает из формулы (2.46). Умножив обе ее части на D и учитывая, что $D<n>=S$ (оптический путь), получим:

$$D = S - A\Delta S - B\left\langle \frac{e}{T} \right\rangle D_0, \qquad (2.49)$$

где S, A и B берутся для одной и той же длины волны (для λ_1 или для λ_2). Следовательно, корректированное расстояние получается в двухволновом светодальномере по результатам измерения двух величин: оптического пути S (т. е. расстояния, полученного с использованием скорости света в вакууме, $S=\frac{c\tau_{2D}}{2}$) на любой из двух длин волн и разности оптических путей ΔS для этих двух длин волн. Величина D_0 в уравнении (2.49) есть приближенное значение измеряемого расстояния, которое необходимо знать примерно на четыре порядка менее точно, чем $<n>$. Значение $\left\langle \frac{e}{T} \right\rangle$ определяется по результатам измерений температуры и влажности на концах линии.

Исходя из формулы (2.49) для корректированного расстояния, нетрудно установить, что разность оптических путей должна быть измерена в A раз точнее, чем сам оптический путь. Это приводит к соответственно высоким требованиям к точности фазовых измерений, и единственный путь к снижению этих требований — увеличение частоты модуляции. Поэтому в двухволновых светодальномерах выгодно использовать СВЧ модуляцию света. Максимальное значение частоты модуляции, использованное в существующих двухволновых приборах,— около 3 ГГц (терраметр, см. § 15, стр. 186).

Более полные сведения о дальномерной рефрактометрии приведены в работе [19].

§ 9. ОПРЕДЕЛЕНИЕ СРЕДНЕИНТЕГРАЛЬНОГО ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ НА НАКЛОННЫХ ТРАССАХ

В равнинных районах свето- и радиодальномерами обычно измеряют линии, имеющие не слишком большой угол наклона. Однако в горных районах часто требуется измерять линии со

* Мы здесь пренебрегаем рефракционным искривлением траектории луча, об учете которого см. в § 10.

значительными углами наклона к горизонту. При измерениях же радиогеодезическими системами, в которых подвижная станция находится на самолете, случай значительного угла наклона является доминирующим.

При наклонной трассе наблюдается некоторая закономерность распределения показателя преломления вдоль трассы, обусловленная тем, что плотность воздуха, а значит, и его показатель преломления, убывает с высотой. Следовательно, в этом случае имеется некоторая дополнительная информация о распределении n вдоль трассы, которую можно использовать для определения среднеинтегрального показателя преломления.

В этом случае выражение (2.34) для среднеинтегрального показателя преломления можно представить в виде

$$\langle n\rangle = \frac{1}{D}\int_0^D n[H(x)]\,dx, \tag{2.50}$$

где $n[H(x)]$ — текущий показатель преломления, зависящий от высоты H, которая, в свою очередь, является функцией прежней переменной — текущего расстояния x. Зависимость же $n[H(x)]$, или, проще, $n(H)$, обычно дается выражением вида $n(H) = n_{H_0} f(H)$, где n_{H_0} — показатель преломления на некоторой исходной высоте H_0, для определения которого в реальных условиях нужно измерить метеорологические элементы на этой высоте. Таким образом, получаем метод определения среднеинтегрального показателя преломления, при котором метеорологическую информацию достаточно иметь только в одной начальной точке линии, а вместо метеорологических измерений в других точках линии применяется некоторый определенный закон изменения n с высотой.

Разумеется, этот способ является, по существу, также приближенным, и степень этой приближенности будет определяться отличием реального распределения n по высоте от принятого нами закона.

Принятие какого-либо закона изменения показателя преломления (или, что физически эквивалентно, температуры, давления и влажности) с высотой приводит к созданию той или иной модели атмосферы. Такую модель называют стандартной атмосферой.

Стандартная атмосфера. Существует несколько различным образом построенных стандартных атмосфер. В *метеорологии* не интересуются специально показателем преломления для электромагнитных волн и стандартная атмосфера дается в виде зависимостей температуры, давления и влажности от высоты:

$$T(H) = T_{H_0} f_T(H);$$

$$P(H) = P_{H_0} f_P(H);$$

$$e(H) = e_{H_0} f_e(H).$$

За исходные значения T_{H_0}, P_{H_0} и e_{H_0} могут быть приняты вполне определенные значения, отвечающие средним условиям на высоте H_0, а функции f задаются в соответствии с обобщенными экспериментальными данными.

В *радиометеорологии* атмосфера изучается применительно к распространению электромагнитных волн и стандартная атмосфера задается моделью поведения обобщенной характеристики — показателя или индекса преломления, а не отдельных метеоэлементов, что, конечно, более удобно для радиогеодезических целей.

Пересчет стандартных атмосфер, заданных через метеоэлементы, на модели распределения показателя преломления обнаружил довольно значительные отклонения этих моделей от среднего распределения показателя преломления в реальной атмосфере. Зависимость индекса преломления от высоты получается в этих моделях либо линейной (модель с постоянным градиентом dN/dH), либо параболической. Линейная модель является простейшей; в ней принимается $dN/dH = -40\,N$-ед/км (для радиоволн) и индекс преломления $N(H)$ уже на высоте 8 км обращается в нуль (как в вакууме), что не соответствует действительности. Поэтому линейная зависимость является довольно грубым приближением. Точность параболической модели часто также недостаточна.

Экспериментальные исследования показали, что более точной является экспоненциальная модель атмосферы, в которой вертикальная стратификация (распределение) индекса преломления дается выражением вида

$$N(H) = N_{H_0} \exp[-q(H - H_0)]. \qquad (2.51)$$

Коэффициент q обычно лежит в пределах 0,10—0,25; например, для территории СССР он может изменяться от 0,11 до 0,19.

Экспоненциальная модель была рекомендована в 1959 г. в качестве международной.

На рис. 18 показаны для сравнения кривые зависимостей $N(H)$ для линейной, параболической и экспоненциальной моделей атмосферы.

Биэкспоненциальная модель. Простая экспоненциальная модель, описываемая выражением (2.51), достаточно хорошо характеризует структуру усредненного показателя преломления в пределах первых нескольких километров над земной поверхностью. Бин и Даттон (США) на основании анализа большого статистического материала показали [3], что для большего диапазона высот лучшие результаты в смысле приближения к реальным стратификациям дает так называемая *биэкспоненциальная* модель, построенная на раздельном учете сухой и влажной составляющих индекса преломления. В этой модели

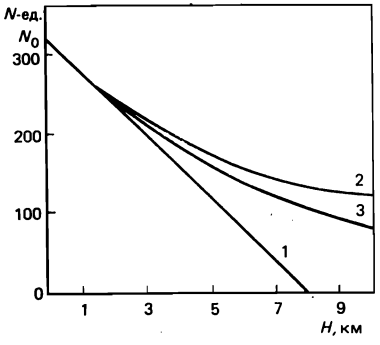


Рис. 18.
Графики $N(H)$ для различных моделей атмосферы:
1 — линейная модель $N=N_0-40\,H$; *2* — параболическая модель $N=N_0-40\,H+2\,H^2$; *3* — экспоненциальная модель $N=N_0\,e^{-0,14H}$.
На поверхности Земли принято $N_0=320$

зависимость N от H дается выражением вида

$$N(H)=N_{\text{с}}(H)+N_{\text{в}}(H)=N_{\text{с}}\times$$

$$\times\exp\left(-\frac{H}{H_{\text{с}}}\right)+N_{\text{в}}\exp\left(-\frac{H}{H_{\text{в}}}\right), \tag{2.52}$$

где $N_{\text{с}}$ и $N_{\text{в}}$ — значения сухой и влажной составляющих на поверхности Земли; $H_{\text{с}}$ и $H_{\text{в}}$ — так называемые масштабы высот для этих составляющих. Масштабы высот представляют собой высоту, на которой значение соответствующей составляющей уменьшается в $e=2{,}718$ раз по сравнению с ее значением на поверхности Земли. Для территории Европы и большей части Азии можно принять $H_{\text{с}}=9{,}4$ км; $H_{\text{в}}=2{,}6$ км [3].

Значения сухой и влажной составляющих на поверхности Земли определяются для радиоволн по формуле (2.27):

$$N_{\text{с}}=a\frac{P_{H_0}-e_{H_0}}{T_{H_0}}; \tag{2.53}$$

$$N_{\text{в}}=\left(a+b+\frac{c}{T_{H_0}}\right)\frac{e_{H_0}}{T_{H_0}}, \tag{2.54}$$

где T_{H_0}, P_{H_0} и e_{H_0} — температура, давление и влажность воздуха на поверхности Земли. Коэффициенты a, b и c берутся из табл. 2 (например, по Фруму и Эссену).

Для световых волн значения $N_{\text{с}}$ и $N_{\text{в}}$ можно определить по формуле Баррелла и Сирса:

$$N_{\text{с}}=N_0\frac{T_0}{P_0}\frac{P_{H_0}-e_{H_0}}{T_{H_0}}; \tag{2.55}$$

$$N_{\text{в}}=\left[N_0\frac{T_0}{P_0}-\left(17{,}045-\frac{0{,}5572}{\lambda^2}\right)\right]\frac{e_{H_0}}{T_{H_0}}. \tag{2.56}$$

Таким образом, биэкспоненциальную модель атмосферы можно считать наиболее совершенной, что дает основание ее рекомендовать при определении среднеинтегрального показателя преломления на наклонных трассах. Для определения $<N>$ в биэкспоненциальной модели надо подставить (2.52) в общее выражение (2.50):

$$\langle N\rangle = \frac{N_c}{D}\int_0^D e^{-\frac{H}{H_c}}\,dx + \frac{N_в}{D}\int_0^D e^{-\frac{H}{H_в}}\,dx. \qquad (2.57)$$

Для практических вычислений используют приближенный метод — разбиение атмосферы на сферические концентрические слои равной толщины ΔH с предположением о постоянстве градиента индекса преломления в каждом слое. Тем самым интегралы в уравнении (2.57) заменяются суммами. Если трасса электромагнитной волны пересекает k слоев, то суммы будут состоять из k членов и задача сводится к численному интегрированию методом суммирования. При этом точность определения $<N>$ будет тем выше, чем меньше взят интервал ΔH по высоте. Из-за уменьшения ΔH возрастает число слоев k, т. е. число членов суммы, что значительно увеличивает объем вычислений, поэтому такого рода вычисления целесообразно выполнять на ЭВМ.

§ 10. РЕФРАКЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН И ЕЕ УЧЕТ В ДАЛЬНОМЕТРИИ

Вследствие неравномерной плотности атмосферы электромагнитные волны распространяются в ней не по прямой линии, а по некоторой кривой. Это искривление траектории волны называется рефракцией.

Для дальнометрии представляет интерес величина удлинения траектории, обусловленного рефракцией. Если это удлинение обозначить ΔD_r, то геометрическое расстояние

$$D = D_{изм} - \Delta D_r. \qquad (2.58)$$

Таким образом, учет влияния рефракции сводится к нахождению удлинения ΔD_r. Это удлинение зависит от радиуса кривизны траектории волны.

Можно показать, что в приближении сферической Земли радиус кривизны траектории с достаточной степенью точности определяется выражением

$$\rho = \frac{n}{\sin\alpha\cdot\left(\frac{dn}{dH}\right)}, \qquad (2.59)$$

где α — угол, под которым волна входит в атмосферу (угол падения); n — показатель преломления, который можно положить равным единице.

В частности, для небольших углов наклона трассы к горизонту, когда можно положить $\sin\alpha = 1$,

$$\rho = \frac{1}{\left(\frac{dn}{dH}\right)} = \frac{10^6}{\left(\frac{dN}{dH}\right)}. \qquad (2.60)$$

Из уравнения (2.60) следует, что радиус кривизны зависит не от показателя преломления, а от его градиента и приближенно равен его обратной величине. Задача об определении радиуса кривизны траектории сводится, таким образом, к задаче об определении градиента показателя (или индекса) преломления воздуха.

Градиент индекса преломления. При рассмотрении моделей атмосферы указывалось, что наиболее упрощенной является линейная модель, в которой градиент индекса преломления постоянен и равен (для радиоволн) $-40\,N$-ед/км. Постоянство градиента означает, что радиус кривизны в любой точке траектории одинаков, т. е. траектория представляет собой дугу окружности. Подставив значение $dN/dH = -40\,N$-ед/км в уравнение (2.60), найдем численное значение для радиуса этой окружности $\rho = 25\,000$ км.

Этот результат относится к радиоволнам. Для света радиус будет больше, так как световые волны испытывают в атмосфере меньшее преломление, чем радиоволны. Это объясняется тем, что частота световых колебаний весьма высока и полярные молекулы воды, присутствующей в атмосфере, не успевают при прохождении световой волны менять ориентировку и внести свой вклад в значение показателя преломления. Для света можно в среднем принять $\rho = 50\,000$ км.

При повышенных требованиях к учету рефракции необходимо более строго подходить к вопросу об определении радиуса кривизны. В этом случае нельзя считать траекторию волны дугой окружности, т. е. принимать условие постоянства градиента индекса преломления на всем пути волны, не соблюдающееся в действительности. В реальной атмосфере траектория волны представляет собой сложную пространственную кривую, у которой радиус кривизны ρ меняется от точки к точке. Поэтому необходимо определять средний радиус кривизны:

$$\langle \rho \rangle = 10^6 / \left\langle \frac{dN}{dH} \right\rangle. \qquad (2.61)$$

Здесь возникает задача определения среднеинтегрального градиента индекса преломления $\left\langle \frac{dN}{dH} \right\rangle$, аналогичная рассмотренной выше задаче об определении $\langle N \rangle$, и для ее решения целесообразно использовать также биэкспоненциальную модель атмосферы, как наиболее точную.

Вычисление поправки ΔD_r. При вычислении удлинения ΔD_r наиболее просто и удобно получить формулу для ΔD_r, считая, что траектория волны — дуга окружности, а при необходимости учета действительной формы траектории использовать в качестве радиуса этой окружности средний радиус кривизны, определяемый формулой (2.61).

На рис. 19 дуга окружности AB есть измеренное расстоя-

ние $D_{изм}$, хорда AB — искомое геометрическое расстояние D, $AO=OB=\rho$ — радиус кривизны. Обозначив θ центральный угол, соответствующий дуге $D_{изм}$, можно написать

$$D_{изм}=\rho\theta; \quad D=2\rho\sin\frac{\theta}{2}.$$

Разложим $\sin(\theta/2)$ в ряд, воспользовавшись формулой $\sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \ldots$. Ограничиваясь двумя членами разложения, будем иметь

$$D=\rho\theta-\frac{1}{3}\rho\left(\frac{\theta}{2}\right)^3. \qquad (2.62)$$

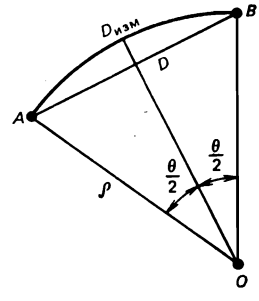


Рис. 19. Рефракционное удлинение траектории

Отсюда получим

$$\Delta D_r = D_{изм} - D = \frac{D_{изм}^3}{24\rho^2} \qquad (2.63)$$

или

$$D = D_{изм} - \frac{D_{изм}^3}{24\rho^2}. \qquad (2.64)$$

При точных вычислениях, как уже отмечалось, в качестве ρ следует брать $<\rho>$.

Представление о величине поправки ΔD_r дает табл. 3.

Из табл. 3 видно, что при измерении расстояния примерно 50 км поправка за рефракцию составляет не более $2\cdot10^{-7}$ от расстояния. Такая величина при обычных свето- и радиодальномерных измерениях может не учитываться (а при необходимости может быть учтена по формуле (2.63)). Учет поправки за рефракцию необходим в случае измерения больших (>100 км) расстояний.

Об аномальной рефракции. Все изложенное выше относится к случаю так называемой *нормальной* рефракции, имеющей

ТАБЛИЦА 3

D, км	Рефракционное удлинение траектории ΔD_r, м		D, км	Рефракционное удлинение траектории ΔD_r, м	
	Для света	Для радиоволн		Для света	Для радиоволн
50	0,002	0,008	300	—	1,80
100	0,017	0,07	400	—	4,27
200	—	0,53			

место при обычном, наиболее часто наблюдаемом состоянии атмосферы. Однако конкретные метеоусловия могут сложиться так, что распределение индекса преломления по высоте станет существенно отличаться от обычного. В таких случаях говорят об *аномальной* рефракции.

Распознать характер рефракции можно, имея экспериментально полученные профили распределения индекса преломления по высоте. Аномальная рефракция не может быть учтена никакой моделью атмосферы, так как она представляет собой случайное, а не закономерное явление. Однако, как правило, аномальная рефракция возникает на ограниченных участках и в ограниченных высотных интервалах, и в целом режим распространения обычно близок к нормальному, за исключением отдельных случаев, встречающихся чаще всего в определенных климатических зонах (особенно для световых волн).

ГЛАВА 3
ДАЛЬНОМЕТРИЯ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

В этой главе будет рассматриваться дальномерная аппаратура с использованием оптического излучения — импульсные и фазовые светодальномеры и оптические интерферометры геодезического назначения. Прежде чем рассматривать эти устройства, необходимо достаточно подробно познакомиться с тем, как происходят излучение, модуляция и прием электромагнитных волн оптического диапазона. Эти вопросы освещаются в первых трех параграфах данной главы.

§ 11. ИСТОЧНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ

Тепловые и газоразрядные излучатели

До 1960 г., когда появились первые лазеры, все многообразие источников излучения оптического диапазона волн, пригодных для использования в геодезической измерительной аппаратуре, сводилось по существу к двум категориям излучателей: нагретым телам (в основном электрическим лампам накаливания) и газоразрядным источникам излучения.

Тепловые излучатели. Эталоном излучения нагретых тел служит так называемое абсолютно черное тело (АЧТ) — тело, коэффициент поглощения которого при любой температуре равен единице (и, следовательно, коэффициент отражения равен нулю). Хотя АЧТ — физическая абстракция, законы излучения многих реальных нагретых тел (Солнца, ламп накаливания) довольно близки к законам излучения АЧТ, а последние могут быть строго определены теоретически.

Из этих законов следует, что полная излучаемая мощность быстро растет с увеличением температуры (пропорционально 4-й степени последней) и что максимум спектральной плотности излучаемой мощности с ростом температуры смещается в сторону коротких волн.

При вычислении параметров излучения реального нагретого тела (например, нити лампы накаливания) можно использовать законы излучения АЧТ, если ввести понятие цветовой температуры $T_ц$ — температуры АЧТ, которое излучает так же, как данное реальное тело, находящееся при температуре $T > T_ц$. Неравенство T и $T_ц$ отражает тот факт, что коэффициент поглощения реальных тел меньше единицы. Значения $T_ц$ для многих излучателей известны (например, для поверхности Солнца $T_ц = 5785$ К) или задаются для определенных фактических температур (либо электрических режимов работы излучателя, как это часто делается применительно к лампам накаливания).

Для большинства ламп накаливания цветовые температуры при номинальном электрическом режиме работы составляют

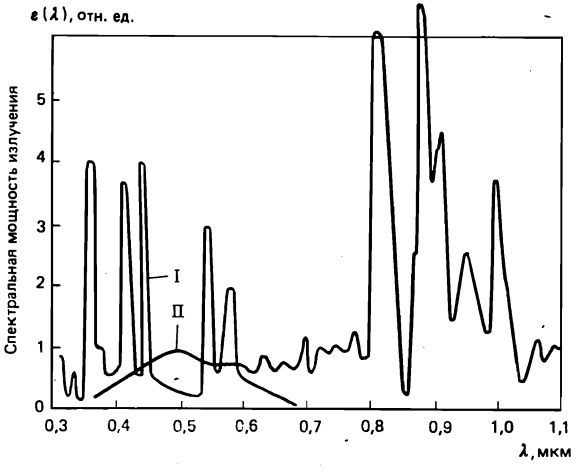


Рис. 20.
Спектры излучения ртутной (*I*) и ксеноновой (*II*) ламп сверхвысокого давления

2800—3000 К, что дает максимум излучения на волне ~1 мкм. Таким образом, в то время как бóльшая часть энергии излучения Солнца лежит в видимом участке спектра (λ=0,38—0,7 мкм), лампы накаливания наиболее эффективны в ближней инфракрасной (ИК) области. В настоящее время лампы накаливания, сыгравшие значительную роль в светодальномерах, уступили место более совершенным излучателям.

Газоразрядные излучатели. Излучение газоразрядных источников по своему спектральному составу обычно сильно отличается от излучения АЧТ. Параметры газоразрядных излучателей определяются составом газовой смеси и параметрами электрического разряда в ней. Электрический разряд может быть импульсным или стационарным; стационарный разряд подразделяется на тлеющий и дуговой (для первого характерна невысокая плотность электрического тока и небольшая степень ионизации газа в разряде, для второго эти параметры на несколько порядков больше). По типу возбуждения различают высокочастотный разряд (ВЧР), возбуждаемый переменным электромагнитным полем высокой частоты (10^6—10^9 Гц) от специального генератора, и разряд постоянного тока (РПТ), при котором через газовую среду пропускается постоянный электрический ток.

При тлеющем разряде, когда температура газа невысока, мощность, излучаемая единицей объема газа, невелика и, следовательно, такой источник имеет небольшую яркость. Для дугового разряда характерна высокая температура газа; яркость таких источников может быть весьма значительной — иногда в десятки и даже сотни раз больше, чем у ламп накаливания.

На рис. 20 для примера изображены спектры излучения ртутной и ксеноновой дуговых ламп, нередко используемых в аппаратуре, где требуются излучатели особо высокой яркости.

При импульсном разряде плотность тока в газе достигает огромных величин (10^3—10^5 А/см^2) и тепловое излучение становится преобладающим; такие излучатели характеризуются определенной, обычно весьма высокой цветовой температурой (5000—20 000 К), хотя в спектре проявляются и отдельные спектральные линии. Длительность импульсов излучения обычно лежит в интервале 10^{-3}—10^{-6} с, а яркость намного превышает яркость любых источников, работающих в стационарном режиме. На рис. 21 для примера показаны спектр излучения и форма импульса ксеноновой импульсной лампы.

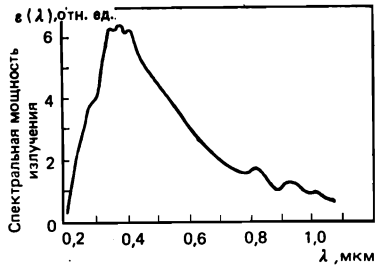


Рис. 21.
Спектр излучения ксеноновой импульсной лампы

В настоящее время газоразрядные излучатели обычно используются не как основные источники излучения в светодальномерах, а как источники накачки лазеров, играющих роль основных излучателей.

Общие принципы действия лазеров и их основные типы

Само слово «лазер» образовано из начальных букв слов английской фразы, поясняющей физический принцип действия этого прибора (LASER — Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, т. е. усиление света посредством стимулированного излучения). Не вдаваясь в подробности*, остановимся лишь на самых общих моментах.

Термином «лазер» называют обычно генератор колебаний оптического диапазона волн, действие которого основано на определенном физическом принципе, тогда как в приведенной выше расшифровке этого термина речь идет об усилении таких колебаний. Это расхождение не имеет принципиального значения, так как любой усилитель можно, как известно, превратить в генератор введением цепи обратной связи с выхода на вход усилителя. Принципы реализации основных элементов генератора — усилителя и цепи обратной связи — в лазерной технике, однако, весьма специфичны.

Усилителем служит обычно некоторая активная среда — вещество, которое при подаче энергии извне (ее называют

* Лазерам посвящена весьма обширная литература. Читателю-геодезисту можно рекомендовать превосходно написанную книгу [17]. Вопросы специально геодезического применения лазеров освещаются, например, в работах [16, 20].

энергией накачки) приобретает способность усиливать оптические колебания в некоторой области длин волн $\Delta\lambda$; в этой области, как принято говорить, коэффициент поглощения данной среды за счет энергии накачки становится отрицательным,— иными словами, в такой среде вместо обычного затухания распространяющихся колебаний происходит их усиление.

Цепью обратной связи в лазерной технике служит, как правило, так называемый открытый резонатор — в простейшем варианте это пара зеркал, установленных по обе стороны от активной среды таким образом, что они возвращают выходящее излучение обратно в эту среду. Следовательно, в общем случае схема лазера выглядит так, как показано на рис. 22, и состоит из трех элементов — *активной среды*, в которой излучение проходит некоторый путь l и усиливается в $e^{-\alpha l}$ раз (где α — коэффициент поглощения — меньше нуля), *источника накачки*, снабжающего активную среду энергией, за счет которой достигается усиление, и *открытого резонатора*, состоящего из двух зеркал $З_1$ и $З_2$ с коэффициентами отражения соответственно r_1 и r_2 и образующего цепь обратной связи с коэффициентом передачи $\beta = r_1 r_2$ (другими видами потерь мы пока пренебрегаем). Поскольку в такой замкнутой системе излучение, пройдя путь от зеркала $З_1$ к зеркалу $З_2$ и возвратившись затем к $З_1$, дважды проходит через активную среду, общий коэффициент усиления оказывается равным $K = e^{-2\alpha l}$, и первое условие генерации (условие амплитуд) имеет вид

$$e^{-2\alpha l} \cdot r_1 \cdot r_2 \geqslant 1, \qquad (3.1)$$

а второе условие (условие фаз) сводится к тому, чтобы на двойной длине резонатора уложилось целое число q длин волн λ генерируемого излучения:

$$2L = q\lambda \qquad (3.2)$$

(при этом полный набег фазы при обходе волной резонатора $\varphi = 2\pi q$).

Вывод энергии излучения из резонатора лазера достигается за счет частичной прозрачности одного из зеркал, как показано на рис. 22.

Выходящее излучение обладает высокой степенью пространственной и временной когерентности и сосредоточено в очень узком спектральном интервале, т. е. имеет очень высокую степень монохроматичности*, кроме того, оно является чрезвычайно узконаправленным и обладает высокой спектральной плотностью мощности. Эти свойства лазерного излучения резко отличают его от излучения всех других — «некогерентных» — источников. Желая эту мысль выразить кратко, говорят, что лазер излучает когерентный свет.

* Понятия когерентности и монохроматичности разъяснялись в § 6 при описании интерференции электромагнитных волн.

Конкретных веществ, пригодных для использования в качестве активных сред лазеров, известно сейчас много. Среди них — твердые тела кристаллической или аморфной структуры, жидкости, газы. Соответственно агрегатному состоянию активной среды лазеры подразделяются на твердотельные, жидкостные, газовые; в особый класс выделены полупроводниковые лазеры, резко отличающиеся от остальных твердотельных лазеров по своему принципу действия. Лазеры, относящиеся к одному классу, имеют много общих черт в части методов накачки, конструктивных принципов и других особенностей; и наоборот, для лазеров разных классов в этих отношениях характерны большие различия. Однако вследствие того, что в большинстве лазеров, относящихся к разным классам, используется один и тот же тип обратной связи — открытый резонатор — рассмотрение работы лазеров целесообразно начать именно с этого элемента.

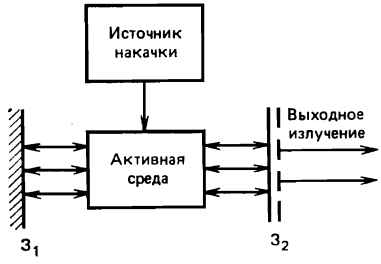


Рис. 22.
Обобщенная схема лазера

Резонаторы лазеров и типы колебаний

Открытые резонаторы, применяемые для создания обратной связи в лазерах, обычно представляют собой сочетание двух, трех или четырех отражателей (зеркал или призм полного внутреннего отражения), направляющих излучение либо по линейному или линейно-ломаному пути (линейные резонаторы), либо по замкнутому контуру, образующему треугольник или четырехугольник (кольцевые резонаторы). Примеры таких конфигураций показаны на рис. 23.

Длина всего резонатора или его отдельного линейного участка (плеча) для разных типов и вариантов конструкции лазеров может составлять от долей миллиметра до нескольких метров. Зеркала могут иметь как плоские, так и сферические поверхности. Большой диапазон размеров и разнообразие конфигураций резонаторов приводят к тому, что и параметры их (вносимые оптические потери и возможные типы колебаний) могут сильно различаться.

Типы колебаний (моды). В резонаторах распространяются поперечные электромагнитные волны, электрический и магнитный векторы которых взаимно ортогональны и лежат в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения. Такие волны принято обозначать буквами ТЕМ (от слов transverse electromagnetic — поперечная электромагнитная). Различные типы колебаний отличаются распределением поля вдоль оси резонатора и по ортогональным к ней направлениям. Для

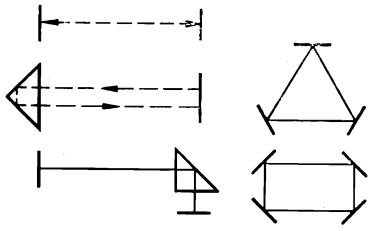
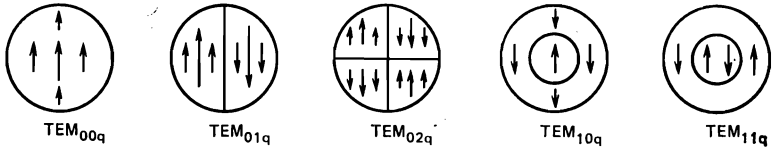


Рис. 23.
Примеры конфигураций открытых резонаторов

Рис. 24.
Примеры распределения поля в поперечном сечении пучка излучения для некоторых типов волн



классификации этих типов колебаний (их называют *модами*) вводят три индекса, последний из которых определяет продольное (аксиальное, т. е. осевое) распределение поля, а первые два — поперечное распределение. В общем случае конкретный тип колебания обозначается как «волна TEM_{mnq}».

Индекс q соответствует длине резонатора при полном его обходе, выраженной в длинах волн λ (напомним, что по условию генерации, выраженному формулой (3.2), это число должно быть целым). Физически для линейного резонатора, в котором образуется стоячая электромагнитная волна, число q означает число пучностей поля этой волны на длине резонатора. Обычно длина резонатора велика по сравнению с длиной волны и число q велико (10^3—10^7). Индексы m и n показывают, сколько раз меняется знак поля в радиальном и азимутальном направлении (для случая зеркал круглой формы). Примеры распределения поля в плоскости, ортогональной направлению распространения, для волн низших типов (значения m и n от 0 до 2) показаны на рис. 24. Чаще всего при создании лазеров стремятся — если это возможно — получить волну низшего типа (моду TEM_{00q}, обычно обозначаемую просто TEM_{00}), для которой напряженность поля в радиальном направлении монотонно убывает от центра к периферии.

Потери в резонаторе и его устойчивость. Потери в резонаторе определяются поглощением и рассеянием в его элементах и заполняющей резонатор среде (в том числе активной), паразитными отражениями от границ раздела сред с различным показателем преломления, а также дифракцией. Дифракционные потери сильно зависят от конфигурации резонатора. Физический смысл этих потерь заключается в том, что размеры поперечного сечения резонатора (например, диаметры зеркал) определяют расходимость пучка излучения за счет дифракции на краях апертуры этого сечения (краях зеркал), и вследствие ко-

нечной расходимости часть энергии при каждом обходе волной резонатора выходит за его пределы и теряется. При некоторых конфигурациях, например в случае применения сферических зеркал, обращенных выпуклостью внутрь резонатора, доля энергии, выходящей за пределы резонатора при каждом его обходе, оказывается весьма значительно, такие резонаторы принято называть неустойчивыми — в противоположность устойчивым резонаторам, обладающим малыми дифракционными потерями.

Во многих случаях, когда усиление активной среды, находящейся в резонаторе, невелико, приходится всеми доступными методами снижать потери. Для этого выбираются устойчивые конфигурации резонаторов, обеспечивается максимально возможный коэффициент отражения зеркал на выбранной длине волны (в частности, применяются многослойные диэлектрические зеркала) и минимизируются потери, вызываемые паразитными отражениями (например, на торцы твердотельного активного элемента наносятся интерференционные антиотражающие покрытия, называемые иногда «просветляющими»).

Простейший двухзеркальный резонатор с потерями, обеспечивающими генерацию низшего поперечного типа колебаний, является системой с большим (в пределе — бесконечным) числом дискретных резонансов, наступающих на длинах волн, определяемых соотношением (3.2). Нетрудно показать, что частотный интервал между соседними резонансами должен удовлетворять условию

$$\Delta\nu = \frac{c}{2L}, \tag{3.3}$$

здесь c — скорость распространения волны в резонаторе; L — его длина.

Если активная среда способна усилить колебания в широком диапазоне частот, превышающем величину $\Delta\nu = \frac{c}{2L}$, условие генерации может выполняться для целого ряда резонансных длин волн, соответствующих условию $\lambda = \frac{2L}{q}$ и попадающих в полосу усиления активной среды. Такая ситуация возникает на практике очень часто, и лазер тогда может генерировать одновременно множество колебаний с одинаковым поперечным распределением поля (так называемых продольных мод), различающихся по частоте (длине волны). Если необходимо при широкой полосе усиления активной среды выделить одну продольную моду и обеспечить, таким образом, генерацию лазера на единственной частоте (одночастотную генерацию), то этого можно добиться применением специальных методов селекции (например, использованием многозеркальных резонаторов или введением в двухзеркальный резонатор допол-

нительного селектирующего элемента с избирательной частотной характеристикой, ширина которой меньше частотного интервала между соседними модами основного резонатора).

Лазеры на ионных кристаллах и стеклах

Термином «твердотельные лазеры» или «лазеры на твердом теле» обычно обозначают лазеры, активной средой которых служат кристаллические или аморфные вещества, по своей электрической проводимости относящиеся к классу диэлектриков. Лазеры на твердых полупроводниковых материалах, как уже упоминалось на стр. 95, относят к отдельному классу полупроводниковых лазеров.

Рассмотрим наиболее пригодные для дальнометрии твердотельные лазеры.

А. Рубиновый лазер

Первым практически действующим лазером стал лазер на рубине, созданный в 1960 г.

Рубин представляет собой кристаллическую окись алюминия Al_2O_3, в чистом виде известную как лейкосапфир («белый сапфир», прозрачный очень твердый кристалл), в которую добавлены трехвалентные положительные ионы хрома (Cr^{3+}), играющего роль активатора. Хром в небольших концентрациях, оптимальных для создания лазеров, придает кристаллу розовую окраску.

Если на такой кристалл извне поступает энергия в виде потока фотонов (кристалл освещается некоторым источником излучения — источником оптической накачки), то электроны ионов хрома, поглощая фотоны излучения накачки, могут переходить из основного состояния, в котором они находятся при отсутствии внешних воздействий, в возбужденное состояние, запасая при этом некоторое количество энергии. Для атомов или ионов любого вещества характерен определенный дискретный набор возможных возбужденных состояний (энергетических уровней), причем каждому энергетическому уровню присуще определенное «время жизни» — средняя продолжительность пребывания атома в данном возбужденном состоянии, после чего накопленная им энергия теряется и атом переходит на более низкий энергетический уровнь (в состояние с меньшим запасом энергии).

При определенной структуре уровней различие присущих им времен жизни может приводить к ситуации, когда населенность уровня с большей энергией выше населенности уровня с меньшей энергией; такая ситуация называется инверсией населенности. Именно инверсия населенности создает условия для усиления оптических колебаний.

Ионы хрома в рубине при переходе на нижний уровень отдают накопленную энергию в виде излучения с узким спектром на волне $\lambda = c/\nu = 694{,}3$ нм; т. е. в области видимого красного

света. Это красное свечение — люминесценция кристалла рубина под влиянием излучения накачки — не представляет собой ничего необычного, пока не достигнуто состояние инверсии населенности (т. е. пока мощность накачки невелика или от момента включения достаточно мощного источника накачки прошло немного времени). Отдельные акты испускания фотонов при этом не связаны между собой, каждый возбужденный ион излучает «свою» волну, отличающуюся от других по частоте колебаний, фазе и поляризации. Такое излучение называется *спонтанным* (самопроизвольным). Однако при взаимодействии излученного фотона с возбужденной средой может происходить и другой процесс — *стимулированное* (вынужденное) *излучение*, при котором дополнительно испускаемый фотон «жестко» связан с первым, вынуждающим, по частоте, фазе и поляризации, так что их совместное излучение представляет собой единую волну. При достижении инверсии населенности стимулированное излучение начинает преобладать над спонтанным и среда приобретает усиливающие свойства — ее коэффициент поглощения на частоте, соответствующей переходу иона с верхнего рабочего уровня на нижний, становится отрицательным. Если поместить такую среду в оптический резонатор (т. е. создать обратную связь) и если инверсия населенности достаточна для получения усиления, компенсирующего потери в резонаторе и самой активной среде, то возникает генерация — мы получаем лазер, в данном случае рубиновый, который испускает когерентное излучение на волне 0,6943 мкм (при комнатной температуре).

Для предотвращения перегрева рубинового стержня рубиновые лазеры работают, как правило, в импульсном режиме. Источником накачки служит при этом импульсная лампа (обычно ксеноновая), дающая короткую ($\sim$1 мс), но мощную вспышку излучения. За короткое время вспышки, несмотря на огромную мощность лампы, рубин не успевает сильно нагреться, что резко упрощает проблему отвода тепла.

К сожалению, по многим причинам лишь небольшая часть энергии, подводимой к источнику накачки, превращается в конечном счете в энергию лазерного излучения, вследствие чего к. п. д. лазера на рубине редко превышает 1 %.

Конструктивная схема импульсного рубинового лазера изображена на рис. 25. Рабочее тело обычно выполняется в виде цилиндрического рубинового стержня, диаметр которого в современных лазерах лежит в пределах от 3 до 20 мм, а длина — от 30 до 250 мм. Параллельно рубиновому стержню на небольшом расстоянии от него располагается лампа накачки — кварцевая трубка, заполненная ксеноном, на концах которой имеются электроды; между ними при электрическом пробое газа возникает разряд, свечение которого и служит излучением накачки. Лампа и рубиновый стержень помещены в отражатель с круглым или эллиптическим сечением, фокусирующий излу-

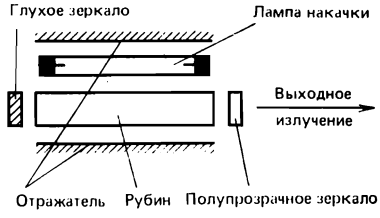


Рис. 25.
Конструкция рубинового лазера

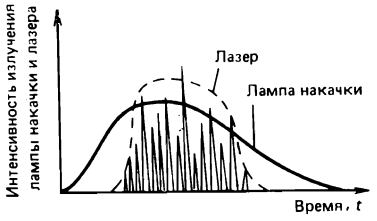


Рис. 26.
Зависимость мощности излучения лампы накачки и лазера от времени в режиме свободной генерации

чение накачки на рубиновом стержне. По обе стороны от полированных плоских торцов рубинового стержня, на продолжении его оси, расположены зеркала резонатора с многослойным диэлектрическим покрытием. Обычно одно из зеркал делается «глухим» (непрозрачным) и имеет коэффициент отражения, близкий к 100 % (иногда вместо «глухого» зеркала применяется отражающая призма), а другое зеркало — полупрозрачным с коэффициентом отражения значительно меньшим 100 %. Через полупрозрачное зеркало излучение лазера выводится из резонатора наружу.

Режим свободной генерации. Описанный простейший вариант рубинового лазера работает в так называемом режиме свободной генерации. На рис. 26 вместе с формой импульса излучения лампы накачки показана временна́я диаграмма лазерного излучения. Из рисунка видно, что лазерное излучение начинается спустя некоторое время после начала излучения лампы (когда достигается необходимая величина инверсии населенности в рубине и усиление становится достаточным для выполнения условия генерации), причем лазер излучает не «гладкий» импульс, а «гребенку» из коротких импульсов, разделенных паузами, во время которых генерация отсутствует. Причина такой прерывистой генерации — быстрое уменьшение населенности верхнего рабочего уровня ионов хрома после начала генерации и, как следствие этого, снижение усиления в рубиновом стержне до величины, не обеспечивающей компенсации потерь в резонаторе. Затем наступает пауза, во время которой населенность верхнего уровня и усиление снова нарастают, опять начинается генерация и повторяется тот же процесс. Характерная длительность каждого импульса излучения составляет примерно 1 мкс, а паузы между импульсами — несколько микросекунд. Амплитуды генерируемых импульсов и длительность пауз имеют некоторый разброс из-за неравномерности накачки и других причин. Полная длительность процесса излучения обычно составляет сотни микросекунд, полная энергия генерации — от десятых долей до десятков джоулей (в за-

висимости от размеров рубинового стержня), а угловая расходимость составляет 10—20′.

Режим свободной генерации неудобен для целей измерения расстояний; в дальномерных системах предпочтительно излучение одиночных импульсов как можно меньшей длительности, чтобы получить максимальную точность определения дальности. Поэтому большой интерес представляют методы получения коротких мощных импульсов излучения.

Самый распространенный из таких методов — работа лазера в специальном режиме, получившем название режима модуляции добротности. Впервые этот режим был реализован именно в рубиновом лазере.

Режим модуляции добротности. Строго говоря, данный режим следовало бы называть (и нередко называют) режимом импульсного включения добротности резонатора. Принципиальная сущность метода состоит в том, что в течение большей части времени излучения лампы накачки, пока нарастает инверсия населенности и увеличивается коэффициент усиления рубинового стержня, в резонаторе искусственно поддерживаются большие потери (иными словами, добротность резонатора — величина, обратная потерям — снижается). Технически это можно сделать, например, введя в резонатор оптический затвор, перекрывающий путь излучению, циркулирующему между зеркалами, как схематически показано на рис. 27. Если затвор полностью закрыт, то потери в резонаторе бесконечно велики (добротность его равна нулю) и генерация лазера невозможна даже при очень большом коэффициенте усиления активной среды, так как цепь обратной связи разомкнута. После того как основная часть энергии накачки будет воспринята активной средой и ее коэффициент усиления приблизится к максимально возможному в данных условиях значению, т. е. в конце импульса накачки, затвор мгновенно включается и добротность резонатора резко возрастает, что приводит к возникновению генерации со стремительно возрастающей амплитудой колебаний. Практически вся энергия, запасенная к этому моменту ионами хрома, высвобождается в виде короткого мощного импульса излучения (рис. 28).

В настоящее время разработан и применяется целый ряд затворов (модуляторов добротности), действие которых основано на различных принципах. Наибольшее распространение получили механические, электрооптические и фототропные затворы.

Простейшим способом осуществления механического затвора является вращение с большой скоростью одного из зеркал резонатора (вокруг оси, параллельной плоскости зеркала), вследствие чего параллельность неподвижного и вращающегося зеркал имеет место лишь в течение коротких интервалов времени, а все остальное время резонатор будет сильно разъюстирован и потери в нем будут очень большими. В качестве

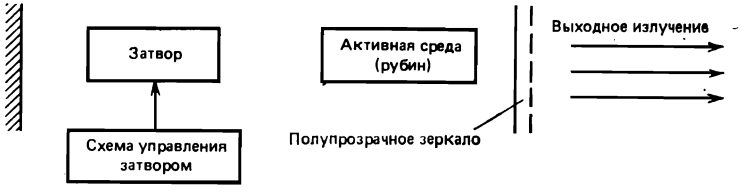


Рис. 27.
Схема лазера с модуляцией добротности

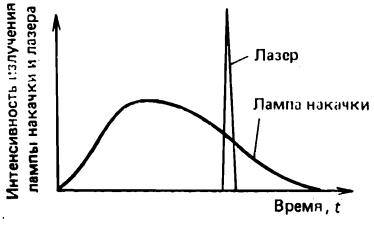


Рис. 28.
Зависимость мощности излучения лампы накачки и лазера от времени в режиме импульсного включения добротности

вращающегося зеркала обычно используется прямоугольная призма полного внутреннего отражения. Момент включения добротности должен быть синхронизирован с излучением лампы (он должен совпадать с задним фронтом излучаемого ею импульса) при помощи специального устройства синхронизации.

Электрооптические модуляторы — затворы с чисто электрическим управлением величиной коэффициента пропускания. Подробно принцип действия и параметры электрооптических модуляторов излучения будут рассмотрены в § 12. В момент «открытия» (максимального пропускания) модулятора резко уменьшаются потери в резонаторе и происходит излучение короткого мощного лазерного импульса.

Принцип действия фототропных затворов основан на свойстве некоторых веществ менять оптическую прозрачность (коэффициент пропускания оптического излучения) при изменении плотности мощности потока этого излучения. Иногда такие вещества называют насыщающимися фильтрами — при большой плотности потока они как бы насыщаются излучением и становятся прозрачными.

Если такой фильтр поместить в резонатор лазера, то в определенный момент после включения лампы накачки, когда усиление в активной среде лазера станет достаточно большим, плотность потока излучения в резонаторе быстро достигнет порога насыщения фототропного материала, что приведет к быстрому практически полному «просветлению» фототропного затвора и высвобождению запасенной в активной среде лазера энергии в виде короткого мощного импульса излучения.

До недавнего времени в качестве материалов для фототропных затворов использовались главным образом растворы органических красителей в жидких растворителях (спирте, ацетоне, нитробензоле). В настоящее время ведется разработка твер-

дых фототропных материалов, и определенные успехи на этом пути уже достигнуты.

Все три указанных выше метода импульсного включения добротности резонатора применительно к рубиновому лазеру дают примерно одинаковые результаты, если иметь в виду параметры генерируемых импульсов. Длительность их обычно получается равной 10—20 нс, а излучаемая энергия достигает при оптимальных условиях накачки 0,2—0,3 Дж с каждого кубического сантиметра объема рубинового стержня.

На базе рубиновых лазеров, работающих в режиме импульсного включения добротности, создано немало высокоточных дальномеров. Однако в некоторых случаях длительность импульса порядка 10^{-8} с оказывается все же слишком большой. Даже при мгновенном включении добротности время развития генерации в таком лазере получается в несколько раз больше времени пробега излучения по резонатору «туда и обратно», которое равно $2L/c$ (L — длина резонатора, c — скорость распространения излучения в резонаторе). Чисто конструктивные соображения не позволяют обычно сделать резонатор короче 20—30 см, а это дает величину $2L/c \approx 2 \cdot 10^{-8}$ с. Поэтому возможности сокращения длительности импульса в таких лазерах ограничены.

Существует, однако, метод генерации лазерных импульсов, длительность которых меньше времени пробега излучения по резонатору. Этот метод получил название «метода (или режима) синхронизации мод». Не вдаваясь в физическую и математическую трактовку происходящих процессов, ограничимся в данном случае лишь технической стороной дела.

Режим синхронизации мод реализуется обычно посредством введения в резонатор лазера модулятора добротности; в этом отношении он сходен с рассмотренным выше методом импульсного включения добротности лазера. Различают два варианта (метода) синхронизации мод — активный и пассивный. При активном методе в резонатор помещают модулятор добротности, управляемый внешним электрическим сигналом; из рассмотренных типов модуляторов таким является электрооптический. Управляющее напряжение, подаваемое на модулятор, имеет, однако, иную форму, чем при импульсном включении добротности: это не короткий импульс, а периодический сигнал (чаще всего синусоидальной формы) с частотой, примерно равной $c/2L$. Иными словами, период модулирующего сигнала выбирается примерно равным времени пробега излучения в резонаторе «туда и обратно».

Если параметры резонатора и усиление активной среды лазера выбраны так, что поперечное распределение электромагнитного поля в сечении генерируемого пучка соответствует низшему типу колебаний (волне TEM_{00q}), а частотный диапазон, в котором сохраняется достаточное для генерации усиление, значительно превышает частотный интервал между соседними

продольными модами, равный $c/2L$ (см. стр. 97), то, как уже упоминалось, имеет место одновременная генерация некоторого числа продольных мод. При отсутствии управляющего сигнала на модуляторе добротности эти моды можно рассматривать как самостоятельные, взаимно независимые сигналы. Включение управляющего сигнала делает эту картину строго упорядоченной: все частотные интервалы между модами становятся строго одинаковыми и равными частоте управляющего сигнала — происходит, как принято говорить, *синхронизация мод*. Можно строго показать математически, что сумма таких «синхронизированных» колебаний представляет собой последовательность очень коротких импульсов излучения, следующих друг за другом через интервалы времени $2L/c$, а длительность каждого импульса определяется соотношением

$$\tau = \frac{1}{\Delta\nu_г}, \qquad (3.4)$$

где $\Delta\nu_г$ — полная ширина спектра генерируемых колебаний, взятая по уровню, обеспечивающему выполнение условия генерации.

Для рубина при комнатной температуре величина $\Delta\nu_г$ может иметь порядок 10^{11} Гц, и, следовательно, длительность импульса может достигать 10^{-11} с, т. е. 10 пс.

Экспериментальная проверка подтвердила, что в таком лазере между зеркалами резонатора действительно циркулирует чрезвычайно короткий импульс, часть энергии которого при каждом проходе выводится наружу через полупрозрачное выходное зеркало.

Если для измерения дальности нужен одиночный короткий импульс (моноимпульс), то из генерируемой лазером последовательности его можно «вырезать» при помощи другого электрооптического затвора, пропускающего излучение лишь в течение интервала времени, меньшего $2L/c$. Правда, этот одиночный импульс приходится дополнительно усиливать с помощью специальных лазерных усилителей.

Лазер с активной синхронизацией мод, принципиальная схема которого соответствует рис. 27 с той особенностью, что в качестве схемы управления затвором используется генератор модулирующей частоты, оказывается весьма сложным с технической точки зрения прибором, однако позволяет генерировать импульсы уникально малой длительности (до разработки метода синхронизации мод получать такие короткие импульсы излучения практически вообще не удавалось), что дает возможность резко повысить точность измерения расстояний в тех случаях, когда это необходимо.

Несколько проще реализуется метод пассивной синхронизации мод, при котором в резонатор лазера вводится насыщающийся фильтр (фототропный затвор). Однако при этом генери-

руемая последовательность ультракоротких импульсов не так стабильна, как при активной синхронизации, а отсутствие внешнего управляющего электрического сигнала затрудняет синхронизацию работы затвора, «вырезающего» из последовательности одиночный импульс. Поэтому в дальномерных системах до сих пор применялся лишь активный метод, хотя попытки использовать для этой цели пассивную синхронизацию мод в настоящее время предпринимаются.

Б. Лазер на алюмоиттриевом гранате (АИГ) с неодимом

Одним из наиболее удачных материалов для твердотельных лазеров оказался кристалл алюмоиттриевого граната $Y_3Al_5O_{12}$ (его называют также иттрий-алюминиевым гранатом и используют соответственно сокращение АИГ или ИАГ) с примесью трехвалентных ионов неодима Nd^{3+}. Этот лазерный материал сейчас нашел широкое применение во многих отраслях науки и техники, в частности, для создания дальномерных устройств и систем.

Алюмоиттриевый гранат представляет собой кристалл, выращиваемый, как и рубин, при высокой температуре. Главным отличием данного материала является то, что ионы неодима имеют иную структуру энергетических уровней, чем ионы хрома в рубине. Разница состоит в том, что генерация когерентного излучения в АИГ-лазере происходит на длине волны $\lambda = 1064$ нм, а пороговое значение энергии накачки $E_п$ при прочих равных условиях оказывается для граната гораздо меньшим, чем для рубина.

Гранатовый лазер может работать в любом из режимов, рассмотренных выше применительно к рубиновому лазеру (свободной генерации, импульсного включения добротности, синхронизации мод), причем к. п. д. его во всех режимах в 2—3 раза выше, чем у рубинового лазера, а импульсы в режиме импульсного включения добротности получаются более короткими (7—10 нс).

Сочетание низкой пороговой плотности мощности излучения накачки с достаточно высокой теплопроводностью материала позволяет осуществить в гранатовом лазере режим генерации при непрерывной (а не импульсной) накачке, что для рубинового лазера при комнатной температуре практически недостижимо. Для реализации этого режима импульсную лампу-вспышку заменяют трубчатой газоразрядной (обычно криптоновой) лампой непрерывного горения.

В. Лазер на неодимовом стекле

В процессе поиска твердотельных лазерных материалов было обнаружено, что ионы редкоземельных элементов, в частности неодима, могут быть внедрены не только в кристалличе-

ские среды, но и в аморфные среды типа стекол. Большим достоинством таких материалов является сравнительно простая и высокопроизводительная технология их получения.

Наиболее крупные лазерные активные элементы из стекла, активированного неодимом, имеют длину 750 мм при диаметре 50 мм; выпускаются также элементы в виде прямоугольных параллелепипедов меньшей длины, но большего поперечного сечения.

Наибольшее распространение в качестве активатора для «лазерных» стекол получил именно неодим вследствие тех самых качеств структуры уровней его ионов, о которых было сказано в предыдущем разделе применительно к гранату. Генерационные свойства лазера на неодимовом стекле во многом схожи поэтому со свойствами АИГ-лазеров: длина излучаемой волны равна 1,06 мкм, порог генерации низок (хотя для большинства стекол он все же выше, чем у граната), удельная энергия излучения, получаемая с единицы объема активного элемента в импульсном режиме, имеет тот же порядок, что и для граната. Однако есть и существенные различия между этими двумя типами материалов. Прежде всего низкая теплопроводность стекла (она в десятки раз меньше, чем у граната) ограничивает возможность отвода тепла, выделяемого в активном элементе, и создает значительный градиент температуры в поперечном сечении последнего. Так как показатель преломления стекла существенно зависит от температуры, неравномерность ее распределения приводит к искажению хода лучей в резонаторе (возникновению «тепловой линзы») и нарушению работы лазера. По этой причине, в частности, не достигается генерация лазеров на стекле в режиме непрерывной накачки. Кроме того, усиление на единицу длины активной среды в неодимовом стекле сравнительно невелико (меньше, чем в рубине), и длительность импульсов излучения в режиме модуляции добротности получается соответственно большой (обычно 20—50 нс).

Указанные недостатки неодимовых стекол в самое последнее время частично удалось преодолеть. Разработаны концентрированные неодим-фосфатные стекла (КНФС) с улучшенными характеристиками, весьма привлекательные для создания лазерных дальномеров. Однако промышленное освоение этих новых видов стекол еще только начинается. Что же касается более освоенных типов неодимовых стекол, то их применение в лазерах, создаваемых для целей космической геодезии, целесообразно прежде всего при разработке очень мощных импульсных генераторов, когда главная задача состоит в получении максимальной энергии излучаемого импульса (например, при измерении расстояния до очень далеких космических объектов).

К рассмотренным видам твердотельных сред (рубин, АИГ и неодимовое стекло) можно добавить некоторые новые мате-

риалы — александрит и др., полученные в последнее время в СССР и США. Их свойства позволяют надеяться на появление в ближайшем будущем эффективных лазеров, перспективных для дальнометрии.

Газовые лазеры

Достоинства лазерной активной среды, находящейся в газовой фазе, состоят в относительно высокой однородности такой среды, а также в том, что прокачка газа через рабочий объем при необходимости улучшения теплообмена может производиться с весьма высокой скоростью. Оптические потери в газовой среде обычно малы и рабочий объем ее можно увеличивать, в частности, простым увеличением длины содержащей газ трубки (кюветы). Наряду с этим газовая активная среда имеет и принципиальный недостаток — ее малая плотность ограничивает достижимую концентрацию активных частиц и, следовательно, удельную мощность излучения, получаемую с единицы объема активной среды.

Методы накачки газовых лазеров отличаются от тех, которые применяются в твердотельных лазерах. Оптическая накачка в газовых лазерах используется редко. Чаще всего газовые лазеры накачиваются с помощью электрического разряда, изменяющего энергетическое состояние атомов или молекул газа. Часть атомов газа ионизируется, образуя свободные электроны и положительно заряженные ионы. В зависимости от степени ионизации (концентрации ионов, выраженной в процентах от общего числа атомов в единице объема газа) и силы протекающего тока различают несколько типов разряда (см. стр. 92—93). Все они находят применение для накачки газовых лазеров.

Кроме электрического разряда (лазеры, накачиваемые таким способом, получили название электроразрядных), существуют и другие методы накачки газовой среды, которых мы не будем здесь касаться, так как для дальномерных целей используются, как правило, электроразрядные лазеры.

Рассмотрим кратко те конкретные типы газовых лазеров, которые применяются или могут быть применены в дальнометрии или других видах геодезических измерений.

А. Гелий-неоновый лазер

Первым газовым лазером стал лазер на смеси гелия и неона (He-Ne-лазер). Усиление оптических колебаний в данной газовой смеси обеспечивает неон, и принциально можно обойтись вообще без гелия (генерация лазера на чистом неоне была получена в лабораторных экспериментах). Тем не менее роль гелия весьма важна, хотя и является вспомогательной — благодаря гелию усиление активной смеси значительно возрастает.

Усиление в гелий-неоновой среде достигается на ряде длин волн. Эти длины волн составляют 1,15, 3,39 и 0,63 мкм; первые две длины волны лежат в инфракрасной области спектра, последняя — в видимой (красный свет).

Накачка гелий-неоновой смеси осуществляется тлеющим разрядом (чаще всего разрядом постоянного тока, но иногда и высокочастотным разрядом). Оптимальная плотность тока зависит от давления газовой смеси и в среднем имеет порядок 10^{-1} А/см^2. Оптимальное отношение давлений неона и гелия составляет 1 : 5 — 1 : 10 (гелия в кювете значительно больше, чем неона), а оптимальное полное давление смеси зависит от диаметра трубки (кюветы) и при характерном для небольших лазеров диаметре 3—4 мм составляет 2—3 мм рт. ст. С увеличением диаметра трубки оптимальное давление снижается.

Конструктивная схема гелий-неонового лазера (типичная и для многих других газовых лазеров) изображена на рис. 29. Газовая смесь в кювете возбуждается разрядом постоянного тока, для чего в нее введены электроды — катод и анод, подключенные к внешнему источнику постоянного тока (при возбуждении высокочастотным разрядом катод и анод отсутствуют, а электрическое поле от генератора высокой частоты подводится к электродам, наложенным на трубку извне). Напряжение источника зависит от длины разрядного промежутка и для трубок длиной несколько дециметров составляет 1—2 кВ. Выходные окна кюветы, через которые проходит генерируемое излучение, расположены на торцах трубки и представляют собой плоско-параллельные пластинки, наклоненные под углом Брюстера к оси трубки. Напомним, что если угол ψ между осью пучка излучения и нормалью к поверхности диэлектрика (в данном случае — окна трубки) удовлетворяет условию $\operatorname{tg}\psi = n$, где n — показатель преломления диэлектрика, то коэффициент отражения для волны, поляризованной в плоскости падения, равен нулю; угол $\psi = \operatorname{arctg} n$ называется углом Брюстера. Такое расположение окон обеспечивает минимальность вносимых в резонатор оптических потерь и одновременно обеспечивает практически 100 %-ную линейную поляризацию генерируемого излучения, поскольку потери малы лишь для волны, вектор электрического поля которой лежит в плоскости падения на окна (так называемая p-поляризация). Для волн с другой поляризацией потери больше, и усиление, которое в гелий-неоновой смеси невелико, оказывается недостаточным для выполнения условия генерации.

Резонатор He-Ne-лазера образуется парой зеркал с многослойным диэлектрическим покрытием; коэффициент отражения одного из них близок к 100 %, а второе пропускает часть падающего излучения (1—2 %) и обеспечивает таким образом его вывод из резонатора. Конфигурация зеркал выбирается обычно такой, чтобы при данных размерах резонатора (рас-

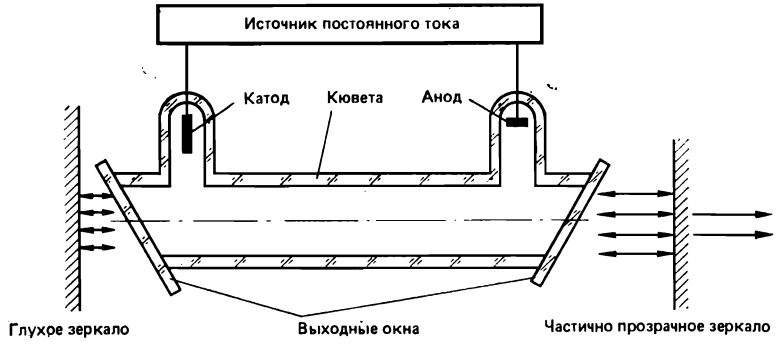


Рис. 29.
Схема устройства гелий-неонового лазера

стоянии между зеркалами и диаметре трубки) мог излучаться только низший поперечный тип колебаний — волна TEM_{00}; такие лазеры принято называть *одномодовыми.*

Соответствующим выбором зеркал можно обеспечить генерацию He-Ne-лазера на любой из трех длин волн — 3,39 мкм, 1,15 мкм, 0,63 мкм. Коэффициент усиления гелий-неоновой смеси максимален для первой из этих длин волн и минимален для последней ($\sim 10^{-3}$ см$^{-1}$); тем не менее, большинство промышленно выпускаемых He-Ne-лазеров работает именно на волне 0,63 мкм, поскольку это излучение хорошо воспринимается глазом и наиболее распространенными фотоэлектрическими приемниками.

Мощность, излучаемая He-Ne-лазерами в непрерывном режиме (другие режимы в этих лазерах почти не используются), обычно невелика и составляет от десятых долей милливатта для самых миниатюрных приборов до 100 мВт для лазеров с длиной трубки более метра. Коэффициент полезного действия He-Ne-лазера очень низок — сотые доли процента. Тем не менее лазеры этого типа получили широкое распространение благодаря целому ряду достоинств.

Спектральная ширина кривой усиления гелий-неоновой смеси мала: интервал усиливаемых частот имеет ширину $\sim 10^9$ Гц, что соизмеримо с разностью частот между соседними продольными модами резонатора ($\Delta\nu = c/2L$, где L — длина резонатора). Поэтому в лазере с резонатором небольшой длины легко обеспечивается генерация не только низшего поперечного, но и единственного продольного типа колебаний (*одночастотный лазер*). Излучение имеет в этом случае высокую спектральную чистоту и стабильность, пространственную однородность и малую расходимость, близкую к дифракционному пределу. Это делает He-Ne-лазер очень удобным для применения в интерферометрических измерительных приборах, геодезических светодальномерах, юстировочных устройствах и

разнообразной аппаратуре для привязки положения тех или иных объектов к прямой линии или поверхности, образованной заданным движением лазерного луча. Современные He-Ne-лазеры имеют высокую надежность и большой срок службы, чему способствуют относительная простота конструкции, незначительные энергопотребление и тепловыделение.

Б. Аргоновый лазер

Из числа ионных газовых лазеров одним из самых известных является лазер на ионизированном аргоне (Ar-лазер). Хотя давление газа в кювете Ar-лазера имеет тот же порядок, что и в He-Ne-лазере, а к. п. д. аргонового лазера также невелик ($\sim 0{,}1$ %), излучаемая им мощность примерно на два порядка больше, чем у гелий-неонового лазера с кюветой таких же размеров. Это объясняется высокой удельной плотностью энергии в дуговом разряде, возбуждающем аргон. Для «среднего» аргонового лазера плотность тока в кювете имеет порядок 10^2 А/см^2 при напряжении на разрядном промежутке около 200 В. Выделяемая в разряде электрическая мощность достигает при этом нескольких киловатт, а излучаемая оптическая мощность — нескольких ватт. Генерация происходит в основном на двух длинах волн, лежащих в сине-зеленой области спектра — 488 и 514,5 нм. Сравнительная близость этих волн друг к другу создает возможность одновременной генерации на соответствующих энергетических переходах иона аргона без смены зеркал резонатора, так как коэффициенты отражения диэлектрических зеркал для этих волн различаются незначительно. При необходимости селекция выбранной длины волны может производиться с помощью дисперсионной призмы.

Основные конструктивные отличия аргонового лазера от гелий-неонового обусловлены большим тепловыделением в кювете первого. Мощный дуговой разряд столь интенсивно нагревает стенки кюветы, что для отвода выделяемого тепла приходится использовать жидкостное (как правило — водяное) охлаждение. Лишь в самых маломощных Ar-лазерах удается ограничиться обдувом наружной поверхности трубки струей воздуха. Кроме того, газоразрядную трубку приходится выполнять из специальных материалов.

Из-за большого энергопотребления и наличия системы принудительного охлаждения эксплуатация аргонового лазера сложнее, чем гелий-неонового, и применяются Ar-лазеры главным образом в мощных стационарных установках, хотя по своим генерационным параметрам (спектральной чистоте и пространственным характеристикам излучения) могут соперничать с He-Ne-лазерами, а по излучаемой мощности их превышают. Однако в последнее время появились сообщения о создании миниатюрных Ar-лазеров с воздушным охлаждением и

излучаемой мощностью порядка 10 мВт, что может привести к значительному расширению сферы применения лазеров этого типа.

В. Лазер на углекислом газе

Этот лазер — один из самых интересных по своим практическим возможностям — принадлежит к подклассу молекулярных газовых лазеров. Колебательно-вращательные энергетические уровни молекулы углекислого газа CO_2 образуют систему переходов, позволяющих усиливать и генерировать оптические колебания на множестве дискретных длин волн в интервале от 9,2 до 11,2 мкм, т. е. в средней инфракрасной области спектра. Длины волн, на которых возможна генерация, отстоят друг от друга на 0,02 мкм, а область максимального усиления приходится на волну 10,6 мкм.

Область спектра, в которой может генерировать CO_2-лазер, расположена почти в центре широкого «окна прозрачности» атмосферы, где поглощение излучения атмосферными газами невелико (см. § 7); это обстоятельство играет важную роль при создании лазерных измерительных приборов локационного типа. Однако, кроме удачного спектрального положения области генерации, CO_2-лазер имеет целый ряд других достоинств.

Лазер на углекислом газе может работать как при непрерывной, так и при импульсной накачке в широком диапазоне режимов, обеспечивая при этом большую выходную мощность и высокий к. п. д. (от 5 до 20 %). Спектральные и пространственные характеристики излучения CO_2-лазера могут быть весьма совершенными.

Газовая среда CO_2-лазера обычно состоит не только из углекислого газа. Для улучшения генерационных свойств и эксплуатационных характеристик в кювету вводятся также азот и гелий. Смесь $CO_2 — N_2 — He$ характерна для большинства лазеров этого типа, хотя для краткости за ними сохраняется название CO_2-лазеров. Возбуждение активной среды может производиться различными методами, но чаще всего используется электрический разряд.

Конструктивная схема электроразрядного CO_2-лазера, работающего в режиме непрерывной накачки тлеющим разрядом, в общем случае аналогична схеме He-Ne-лазера (см. рис. 29). При этом окна газовой кюветы и другие оптические элементы как самого лазера, так и сопряженных с ним устройств (модуляторов, телескопических систем для коллимации излучения и т. п.) выполняются из специальных материалов, обладающих высокой прозрачностью в средней ИК области. К ним относятся, например, германий (Ge), арсенид галлия (GaAs), селенид цинка (ZnSe) и некоторые другие кристаллические материалы.

Полупроводниковые лазеры

Полупроводниковые лазеры выделены в особый класс из-за специфичности как свойств активной среды этих лазеров, так и методов накачки, создающей в полупроводниковых материалах инверсию населенности энергетических состояний.

Напомним, что полупроводники, которые по своей структуре являются кристаллическими веществами, отличаются от других кристаллических материалов прежде всего своими электрическими свойствами (откуда и появилось их название). Внешние электроны атомов кристаллического вещества могут быть либо связаны со «своими» атомами (область энергетических состояний, при которых связь электронов с данным атомом сохраняется, называется валентной зоной), либо под влиянием внешнего источника энергии эта связь может быть разорвана — тогда электроны, приобретя более высокую энергию, становятся свободными и образуют область энергетических состояний, называемую зоной проводимости. Между валентной зоной и зоной проводимости имеется некоторый интервал энергий, называемый запрещенной зоной; в этой области электроны находиться не могут.

Число свободных электронов, определяющее электропроводность материала, пропорционально $\exp\left(-\frac{\Delta E}{2kT}\right)$, где ΔE — ширина запрещенной зоны, k — постоянная Больцмана и T — абсолютная температура. Очевидно, что при $T=0$ все электроны остаются в валентной зоне и электропроводность материала равна нулю. С ростом температуры зона проводимости начинает заселяться, причем тем быстрее, чем меньше ширина запрещенной зоны. У диэлектриков, имеющих широкую запрещенную зону, при нормальной (комнатной) температуре населенность зоны проводимости остается ничтожной. У металлов, наоборот, запрещенная зона смыкается с валентной и электропроводность весьма значительна. Полупроводниковые материалы имеют умеренную ширину запрещенной зоны и при нормальной температуре имеют заметную проводимость, величина которой сильно зависит от температуры.

В «чистые» полупроводники можно вводить примеси, существенно изменяющие свойства материала. Ряд примесей легко отдает свои электроны в зону проводимости — такие примеси называют донорами, а полученный материал, в котором легко создается избыток свободных электронов, называется полупроводниками n-типа. Другие примеси, наоборот, отбирают свободные электроны у основного полупроводника, образуя в нем так называемые «дырки» — не занятые электронами уровни. Такие примеси называют акцепторами, а полученный материал — полупроводником p-типа. Если полупроводниковые материалы этих двух типов граничат друг с другом, то вблизи поверхности раздела образуется зона со специфичными свой-

ствами — p—n-переход. Устройство, которое содержит полупроводник с областями p- и n-типа, разделенными p — n-переходом, и имеет контакты для подключения между p- и n-областями электрического напряжения, называется полупроводниковым диодом и играет большую роль в современной электронике. При подаче напряжения порядка нескольких единиц вольт в «прямом» направлении (положительный полюс источника подключен к p-области) полупроводниковый диод пропускает электрический ток; при обратной полярности источника напряжения в зоне p—n-перехода образуется запирающий слой и ток через диод протекать не может.

Исследования показали, что при пропускании тока в прямом направлении через диоды, выполненные из некоторых полупроводниковых материалов, в процессе рекомбинации дырок и электронов в зоне p—n-перехода образуются фотоны, покидающие затем диод в виде излучения с определенным спектром, зависящим от свойств полупроводника. Такие светоизлучающие диоды (светодиоды) в настоящее время широко распространены и используются во многих областях техники — в том числе во многих светодальномерах — в качестве маломощных излучателей с относительно узким (по сравнению с тепловыми излучателями) спектром излучения. Диоды, излучающие в видимой области спектра, применяются, в частности, в различных индикаторных устройствах.

Свойства некоторых полупроводниковых материалов (например, арсенида галлия GaAs) позволяют при достаточно высокой плотности тока, протекающего через полупроводниковый диод, получить в зоне p—n-перехода значительное усиление оптических колебаний. Если поместить такое устройство в оптический резонатор, например расположить по обеим сторонам p—n-перехода зеркала, то по достижении необходимой плотности тока, текущего через поверхность перехода (эта плотность называется пороговой), светодиод превратится в лазер: излучение станет когерентным, спектр его резко сузится, расходимость выходящего пучка также уменьшится. Полупроводниковые лазеры такого типа принято называть *инжекционными*: энергию накачки в них создает протекающий электрический ток, а оптическое усиление возникает в результате инжекции электронов в зону p—n-перехода при протекании тока.

Усиление в инжекционных полупроводниковых лазерах столь значительно, что коэффициенты отражения зеркал резонатора могут быть небольшими. Поэтому конструкцию лазера можно упростить, вообще отказавшись от внешних зеркал и используя в качестве зеркал полированные грани полупроводникового кристалла. Конструктивная схема такого лазера, которая в основе своей типична для инжекционных полупроводниковых лазеров, изображена на рис. 30.

Современные инжекционные полупроводниковые лазеры могут излучать как в импульсном, так и в непрерывном режиме.

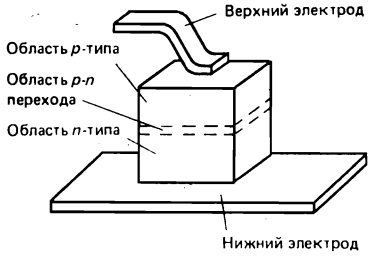


Рис. 30.
Конструктивная схема инжекционного полупроводникового лазера

Длина волны излучения и необходимая для возникновения генерации пороговая плотность тока определяются выбранным полупроводниковым материалом и, кроме того, сильно зависят от температуры: с понижением температуры длина волны несколько уменьшается, а пороговая плотность тока падает весьма значительно. Если, например, лазер на арсениде галлия охладить с комнатной температуры (~300 К) до температуры жидкого азота (78 К), то длина волны уменьшится с 0,90 до 0,85 мкм, а пороговая плотность тока — с 10^4 до $5 \cdot 10^2$ А/см^2. Охлаждение является, следовательно, эффективным средством для улучшения параметров полупроводниковых лазеров, но в большинстве практических случаев требует значительного усложнения аппаратуры и поэтому применяется редко.

Мощность, генерируемая инжекционными полупроводниковыми лазерами, невелика из-за малого объема участвующей в генерации активной среды (толщина зоны p—n-перехода имеет порядок 1 мкм, а его сечение в современных лазерах лежит в пределах от 10^{-3} до 10^{-5} см^2). Типичные значения мощности генерации в импульсном режиме — единицы ватт при длительности импульсов $\sim 10^{-7}$ с, что соответствует излучаемой энергии $\sim 10^{-6}$ Дж. Частота повторения импульсов обычно составляет 10^3—10^4 Гц. Расходимость выходящего из такого лазера излучения гораздо больше, чем у лазеров других типов — десятки градусов, что также объясняется малыми размерами p—n-перехода. В непрерывном режиме излучаемая мощность обычно не превосходит 10 мВт (при комнатной температуре). К. п. д. инжекционных лазеров довольно высок — несколько процентов при комнатной температуре и увеличивается до десятков процентов при глубоком охлаждении.

Применение различных полупроводниковых материалов позволяет в настоящее время создавать инжекционные лазеры, генерирующие на различных длинах волн — от 0,7 до 1,6 мкм. Эти приборы находят применение, в частности, в дальномерах, предназначенных для измерения небольших расстояний (до нескольких километров). При этом может использоваться как импульсный, так и непрерывный режим генерации; в последнем случае излучение лазера модулируется по амплитуде с достаточно высокой частотой. Возможность модуляции излучения путем изменения тока накачки (внутренняя модуляция) в широком диапазоне частот — до 10^9 Гц — является важным достоинством инжекционных полупроводниковых лазеров.

Лазерные усилители

В принципе любой лазер представляет собой усилитель оптических колебаний (что отражается даже в расшифровке самого слова «лазер»), а в генератор он превращается добавлением цепи обратной связи (оптического резонатора). Однако на практике лазерами обычно называют именно генераторы оптического диапазона волн, а в качестве усилителей они применяются сравнительно редко. Одна из причин такого положения — невысокий коэффициент усиления большинства лазерных активных сред, что заставляет делать усилительные элементы длинными и увеличивать габариты соответствующих приборов. Тем не менее в ряде случаев лазерные усилители успешно применяются для повышения выходной мощности и энергии излучающих систем.

В передатчиках лазерных дальномеров и локаторов, применяемых для измерения координат сильно удаленных объектов (например, ИСЗ), нередко используются твердотельные генераторы в сочетании с одним или несколькими усилителями. Излучение лазера, который служит первичным источником оптических колебаний (задающего генератора), вводится затем в активную среду усилителя, представляющего собой лазер такой же конструкции и с таким же активным материалом, но без резонатора. Схема такого двухкаскадного излучателя показана на рис. 31. Иногда, если задающий генератор по каким-либо причинам не может обеспечить большую мощность, а коэффициент усиления активной среды невелик, излучатель может содержать и несколько последовательных каскадов усиления. Максимально достижимая выходная энергия в такой системе ограничивается предельной энергией, запасаемой в активной среде за счет накачки, и составляет десятые доли джоуля на 1 см^3 активного вещества (рубина, граната, неодимового стекла). В режиме коротких импульсов (например, когда задающий генератор работает с импульсным включением добротности) ограничивающим фактором является также импульсная мощность, приходящаяся на единицу площади торца

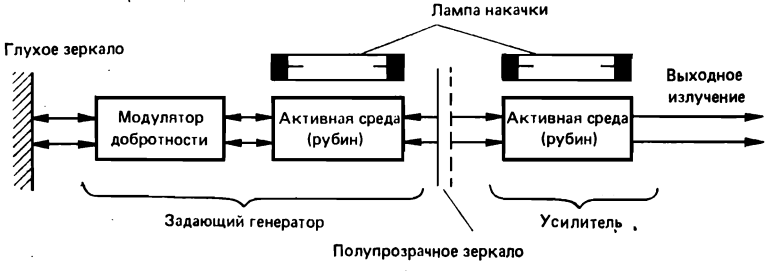


Рис. 31.
Схема двухкаскадного лазерного излучателя коротких импульсов

стержня последнего (выходного) усилителя: при мощности порядка 10^9 Вт/см^2 возникает угроза разрушения поверхности материала лазерным излучением.

Принципиально лазерные усилители можно использовать и в режиме усиления слабых сигналов, например на входе приемников дальномерных или локационных систем. Ряд экспериментов такого рода был успешно проведен, хотя практическому распространению таких входных усилителей еще мешают некоторые технические трудности.

Преобразование частоты оптических колебаний

Длина волны излучения для большинства применяемых на практике лазеров может изменяться лишь в небольших пределах. В то же время практические задачи часто требуют использования диапазона частот, не совпадающего с тем, в котором работают эффективные в остальных отношениях лазеры. Так, например, во многих случаях нужны мощные импульсные излучатели с длиной волны, лежащей в сине-зеленом участке спектра: такое излучение меньше всего поглощается в воде, лучше всего воспринимается глазом и фотоэлектрическими приемниками наиболее распространенных типов. Однако ни один из рассмотренных выше твердотельных лазеров в этой области спектра не излучает, а лазеры других типов не обеспечивают необходимой для ряда целей энергии излучаемых импульсов. Преодолеть эту трудность помогают специальные устройства — преобразователи частоты оптического излучения; наиболее распространенными из них являются умножители частоты.

Умножение частоты называют также генерацией гармоник. В основе этого процесса лежит использование нелинейных свойств некоторых оптически прозрачных кристаллов: при воздействии на них мощного электромагнитного поля оптической частоты происходит изменение диэлектрических параметров кристалла по нелинейному (квадратичному или более сложному) закону. В результате колебания, прошедшие через такой кристалл, перестают быть строго синусоидальными — в спектре появляются компоненты кратных частот (высшие гармоники). Поставив на пути излучения, прошедшего через кристалл, светофильтр или дисперсионную призму, можно выделить, например, компонент с удвоенной частотой (вторую гармонику). Принципиальная схема лазера с удвоением частоты изображена на рис. 32.

Эффективность умножителей частоты растет с увеличением мощности падающего на нелинейный кристалл излучения. Обычно в импульсных умножителях плотность потока падающего излучения имеет порядок 10^8 Вт/см^2; при этом во вторую гармонику на выходе кристалла преобразуется 30—50 % энергии падающего излучения. Значения плотности потока

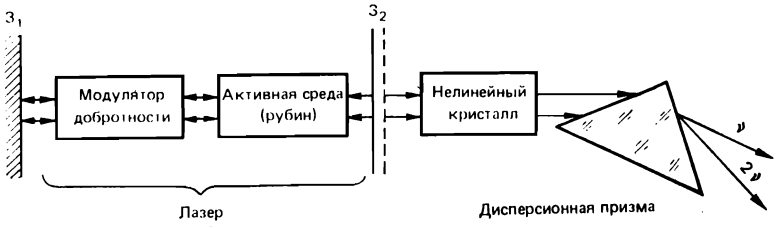


Рис. 32.
Схема лазера с удвоением частоты на выходе

$\sim 10^8$ Вт/см^2 характерны для мощных импульсных твердотельных лазеров, работающих в режиме модуляции добротности или синхронизации мод. Поэтому чаще всего умножители частоты используются в сочетании именно с такими лазерами. Удвоение частоты лазера на неодимовом стекле или алюмоиттриевом гранате (длина волны излучения 1,06 мкм) позволяет получить излучение с длиной волны 0,53 мкм, представляющее собой зеленый свет. Такая комбинация лазера и удвоителя частоты нередко применяется в современных дальномерах, предназначенных для измерения расстояний до ИСЗ.

Существуют и другие типы преобразователей частоты излучения лазеров, действие которых также основано на нелинейных оптических эффектах, однако на практике они применяются реже, чем умножители частоты.

§ 12. МОДУЛЯЦИЯ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Модуляция излучения может производиться по любому из его параметров— амплитуде, частоте, фазе и виду поляризации. Соответственно различают амплитудные, частотные, фазовые и поляризационные модуляторы. Применительно к лазерам модуляторы могут быть внешними или внутренними — в зависимости от того, модулируется пучок излучения после выхода из резонатора лазера или внутри резонатора. Кроме того, классифицировать модуляторы можно по тем физическим эффектам, которые лежат в основе их работы. Эффектов, принципиально пригодных для широкополосной модуляции оптического излучения, известно сейчас много, однако лишь некоторые из них достаточно широко используются на практике. К последним относятся линейный электрооптический эффект Поккельса, квадратичный электрооптический эффект Керра, магнитооптический эффект Фарадея и дифракция излучения на акустических волнах в прозрачной среде (акустооптический эффект). Все эти эффекты сводятся к изменению показателя преломления среды под влиянием тех или иных управляющих воздействий.

Электрооптические модуляторы

Модулятор Керра. Электрооптический эффект Керра, известный и применяемый для модуляции света уже давно, состоит в том, что при помещении некоторых прозрачных сред в электрическое поле показатель преломления волны с плоскостью поляризации, параллельной силовым линиям этого поля, изменяется по закону

$$n_e = n_0 + \Delta n = n_0 + \lambda B E^2, \tag{3.5}$$

где n_0 — показатель преломления среды для волны с плоскостью поляризации, ортогональной силовым линиям приложенного электрического поля; λ — длина волны излучения; E — напряженность электрического поля и B — зависящий от свойств данной среды коэффициент, называемый постоянной Керра.

Если проходящая через среду волна поляризована в плоскости, параллельной силовым линиям электрического поля, то при изменении напряженности поля скорость распространения волны будет изменяться, и вышедшая из среды волна получит дополнительный сдвиг фазы, величина которого пропорциональна квадрату напряженности поля (поэтому данный эффект называется квадратичным). Очевидно, что такое устройство может быть использовано как фазовый модулятор. Однако на практике чаще применяется поляризационная, или амплитудная, модуляция, для чего плоскость поляризации падающей волны ориентируется под углом $\pi/4$ относительно направления силовых линий электрического поля. Падающую световую волну при этом можно разложить на две одинаковые по амплитуде составляющие, которые поляризованы параллельно и перпендикулярно к электрическому полю; в среде с наложенным полем эти составляющие распространяются с разной скоростью, поскольку значения показателя преломления для них различаются на величину Δn, определяемую формулой (3.5); такая среда называется двулучепреломляющей, или анизотропной. На выходе из среды между обеими волнами возникает разность фаз

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} l \Delta n = 2\pi B l E^2, \tag{3.6}$$

где l — длина пути лучей в анизотропной среде.

Возникновение разности фаз между ортогонально поляризованными волнами означает, согласно вышесказанному, что их суммирование в общем случае дает волну с эллиптической поляризацией. При $\Delta\varphi = \pi/2$ эта поляризация станет круговой, а при $\varphi = \pi$ — линейной, но ориентированной ортогонально падающей волне. Получается, таким образом, поляризационный модулятор — устройство, позволяющее изменять поляризацию

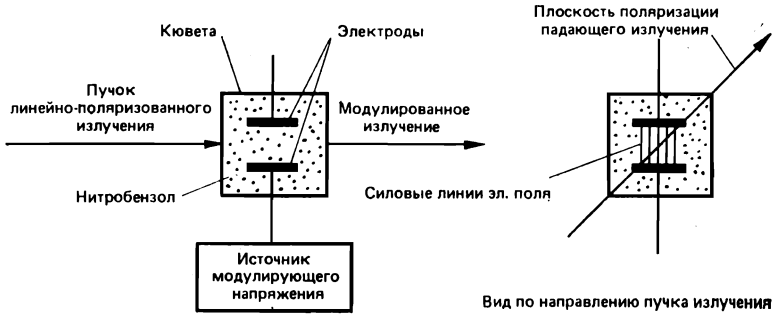


Рис. 33.
Поляризационный модулятор на основе эффекта Керра

излучения посредством изменения напряженности электрического поля.

Схема такого поляризационного модулятора, работающего на основе эффекта Керра, показана на рис. 33. Используемая в модуляторе среда должна обладать как можно большей постоянной Керра, чтобы необходимая напряженность управляющего поля была минимальной. Хотя эффект Керра наблюдается во многих веществах — газообразных, жидких и твердых (в том числе в стеклах) — значительной постоянной Керра обладают очень немногие из них. На практике для модуляции света чаще всего применяют нитробензол $C_6H_5NO_2$ — жидкость, прозрачную в видимой части спектра и обладающую постоянной Керра $B = 2{,}5 \cdot 10^{-12}$ см/В^2 для желтого света с длиной волны $\lambda = 589$ нм. Электрическое поле создается при помощи пары электродов (так называемый конденсатор Керра), помещаемых обычно внутри кюветы, заполненной жидкой средой (нитробензолом), как это изображено на рис. 33.

Напряжение на модуляторе, обеспечивающее сдвиг фаз между ортогонально поляризованными составляющими на π, что соответствует разности оптических путей для этих волн, равной половине длины волны излучения ($\lambda/2$), называют *полуволновым напряжением* ($U_{\lambda/2}$). Для поляризационного модулятора при таком напряжении плоскость поляризации волны на выходе оказывается ортогональной к плоскости поляризации входной волны. Если на пути излучения после поляризационного модулятора установить поляризационное устройство — поляризационную призму или пленочный поляризатор (поляроид) — пропускающее только излучение с определенным образом ориентированной линейной поляризацией, то изменение поляризации превратится в изменение интенсивности излучения, и получится амплитудная модуляция. Поляризационное устройство на выходе модулятора называют в этом случае анализатором и устанавливают обычно в положение, соответствующее наибольшему пропусканию для волны, поляризованной

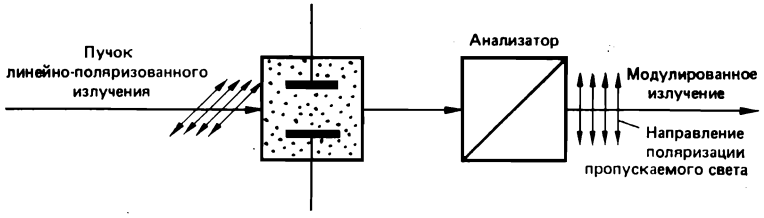


Рис. 34.
Амплитудный модулятор на основе эффекта Керра

ортогонально к поляризации волны на входе модулятора (скрещенное положение), как показано на рис. 34; тогда при нулевом напряжении на пластинах конденсатора излучение через модулятор не проходит. С ростом напряжения пропускание модулятора увеличивается и достигает максимума при полуволновом напряжении. Зависимость пропускания такого модулятора (отношение мощности прошедшего через модулятор излучения P к мощности излучения на его входе P_0) от величины приложенного напряжения имеет вид

$$\frac{P}{P_0} = k \sin^2 \frac{\psi}{2} = k \sin^2 \frac{\pi}{2} \left(\frac{U}{U_{\lambda/2}} \right)^2, \qquad (3.7)$$

где k — коэффициент, учитывающий оптические потери в элементах модулятора.

Выраженная формулой (3.7) зависимость называется *модуляционной характеристикой* амплитудного модулятора на основе эффекта Керра. Она изображена графически на рис. 35. Для модуляции обычно используется напряжение вида $U = U_0 + U_m \sin \omega t$, т. е. сумма постоянного напряжения U_0 и переменного синусоидального напряжения с амплитудой U_m и круговой частотой $\omega = 2\pi f$ (f — частота модуляции в герцах). Из рис. 35 видно, что выбор постоянного напряжения U_0 (его часто называют напряжением смещения) влияет на форму и амплитуду огибающей модулированного излучения. Если необходима модуляция с наименьшим искажением формы, то значения U_0 должны соответствовать серединам участков наибольшей крутизны модуляционной характеристики, а амплитуда модулирующего напряжения U_m не должна выходить за определенные пределы. Ясно также, что повышение U_0 позволяет уменьшить U_m при заданной глубине модуляции излучения.

Инерционность эффекта Керра очень мала, и его принципиально можно использовать для модуляции оптического излучения с частотами до $f = 10^{12}$ Гц; однако по техническим причинам такие модуляторы обычно рассчитываются на частоты, не превышающие нескольких десятков мегагерц. Одной из таких причин является ухудшение диэлектрических свойств нитробен-

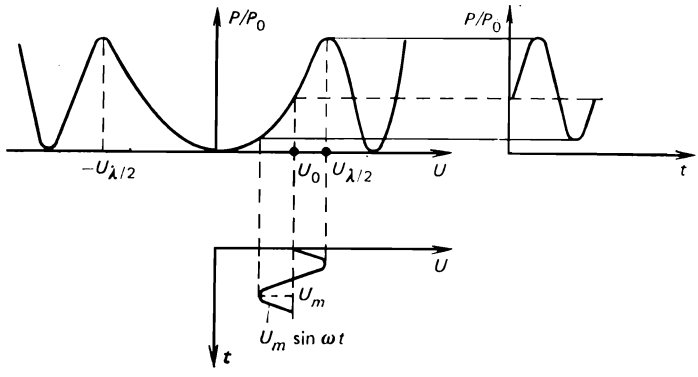


Рис. 35.
Модуляционная характеристика амплитудного модулятора на основе эффекта Керра

зола на высоких частотах, приводящее к росту тепловыделения в нем. Этот недостаток не так существен при модуляции излучения короткими импульсами с низкой частотой повторения, когда средняя мощность модулирующего сигнала невелика (например, при импульсном включении добротности резонатора лазера); не так важна в подобных случаях и нелинейность модуляционной характеристики.

Другим существенным практическим ограничением является большая амплитуда напряжения, необходимая для глубокой модуляции излучения. Так как напряжение U на пластинах конденсатора Керра связано с напряженностью поля E в нем соотношением $E=U/d$, где d — расстояние между пластинами, то формулу (3.6) можно записать в виде

$$\psi = 2\pi B l U^2/d^2, \tag{3.8}$$

откуда следует, что полуволновое напряжение модулятора, т. е. напряжение при $\psi=\pi$, равно

$$U_{\lambda/2} = d\sqrt{\frac{1}{2Bl}}. \tag{3.9}$$

При длине электродов конденсатора Керра $l=1$ см, расстоянии между ними $d=1$ мм и величине постоянной Керра $B=2{,}5\times$ $\times 10^{-12}$ см/В^2 полуволновое напряжение для желтого света составляет 4,5 кВ. Поэтому приходится делать достаточно высоковольтные источники модулирующего напряжения, потребляющие значительную электрическую мощность, особенно при высоких частотах модуляции.

Модулятор Поккельса. Другое электрооптическое явление — эффект Поккельса — во многом сходно с явлением Керра. Основное принципиальное различие между этими эффектами

состоит в том, что приращение показателя преломления для волны с определенной ориентацией плоскости поляризации в случае эффекта Поккельса зависит от напряженности приложенного электрического поля линейно, а не квадратично, как при эффекте Керра. Эффект Поккельса наблюдается во многих кристаллах; теория его связана с кристаллооптикой и в целом довольно сложна. Оптические свойства кристаллов — прежде всего показатель преломления — зависят от направления распространяющегося в кристалле излучения по отношению к его кристаллографическим осям (направлениям, связанным со структурой кристаллической решетки). Большинству кристаллов присуща естественная анизотропия — различие показателей преломления для волн с взаимно ортогональными плоскостями поляризации, когда эти плоскости параллельны определенным кристаллографическим осям. Это явление приходится учитывать при проектировании модуляторов. Силовые линии приложенного электрического поля также должны быть параллельны одной из кристаллографических осей. Таким образом, на ориентацию кристалла относительно направления излучения, его плоскости поляризации и вектора напряженности управляющего поля налагаются жесткие ограничения.

Если требуемые условия ориентации выполнены, то модулятор на эффекте Поккельса может быть построен по схеме, сходной с рассмотренными выше схемами модуляторов на эффекте Керра (см. рис. 33, 34). Электроды, между которыми создается управляющее поле, обычно наносятся на противоположные поверхности кристаллического бруска прямоугольного сечения, а оптическое излучение проходит через торцевые поверхности этого бруска (рис. 36). Когда плоскость поляризации параллельна силовым линиям управляющего поля, устройство работает как фазовый модулятор, причем сдвиг фазы прямо пропорционален приложенному к электродам напряжению. Поворот плоскости поляризации относительно силовых линий управляющего поля превращает фазовый модулятор в поляризационный, а установка анализатора на выходе позволяет получить амплитудную модуляцию излучения. Вид модуляционной характеристики для амплитудного модулятора на эффекте Поккельса показан на рис. 37. Из рис. 37 видно, что в данном случае выбор постоянного смещения в области $U_0 > U_{\lambda/2}$ не позволяет уменьшить амплитуду модулирующего напряжения при заданной глубине модуляции, как это имеет место для модулятора на эффекте Керра.

Трудности, связанные с ориентацией кристалла, окупаются рядом достоинств модуляторов на эффекте Поккельса. Главное из них — возможность существенного снижения модулирующего напряжения по сравнению с модуляторами на эффекте Керра. Величина полуволнового напряжения $U_{\lambda/2}$ при линейном электрооптическом эффекте в общем случае определяется для схемы с поперечной геометрией поля (см. рис. 36) соотношением

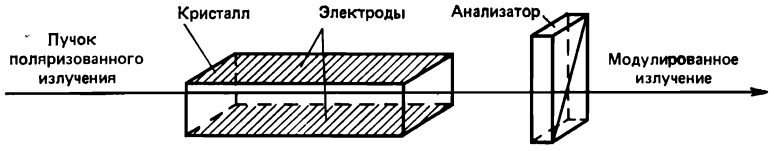


Рис. 36.
Схема модулятора на основе эффекта Поккельса

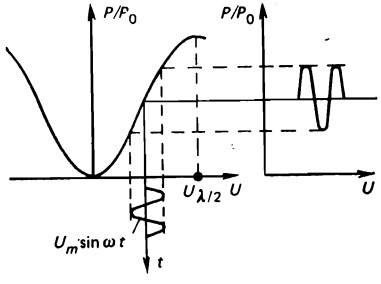


Рис. 37.
Модуляционная характеристика амплитудного модулятора на основе эффекта Поккельса

$$U_{\lambda/2} = \frac{d}{l} \cdot \frac{\lambda}{n_0^3 r}, \qquad (3.10)$$

где d, l и λ имеют тот же смысл, что и в формулах (3.5)—(3.8); n_0 — показатель преломления кристалла при отсутствии внешнего электрического поля; r — электрооптическая постоянная, зависящая от вида кристалла и его ориентации. Электрооптические постоянные многих из применяемых для модуляции света кристаллов довольно велики, а отношение d/l может быть сделано достаточно малым; поэтому значения $U_{\lambda/2}$ в современных модуляторах на эффекте Поккельса, как правило, сравнительно невысоки (сотни вольт). Диэлектрические свойства кристаллов на высоких частотах также лучше, чем у нитробензола, а инерционность эффекта Поккельса очень мала, и кристаллические модуляторы успешно используются при частотах модулирующего напряжения до 10^8—10^9 Гц.

В настоящее время модуляторы на основе эффекта Поккельса стали самыми распространенными из широкополосных модуляторов оптического излучения. Совершенствование их продолжается (в частности, поиск наилучших типов кристаллов). В дальномерах с газовыми лазерами чаще всего применяются кристаллы дигидрофосфата калия KH_2PO_4 (сокращенное обозначение KDP), дигидрофосфата аммония $NH_4H_2PO_4$ (сокращенное обозначение ADP) и ниобата лития $LiNbO_3$, хорошо работающего в видимой и ближней ИК части спектра. Для импульсного включения добротности в мощных твердотельных лазерах обычно используются кристаллы KDP.

Магнитооптические модуляторы

В некоторых материалах, помещенных в магнитное поле, наблюдается изменение показателя преломления при прохождении через такую среду электромагнитной волны с круговой

поляризацией, причем знак приращения показателя преломления зависит как от направления магнитного поля относительно направления распространения проходящей через среду волны, так и от знака круговой поляризации (последняя может быть «правой» или «левой» в зависимости от того, в какую сторону вращается вектор электрического поля волны). Этот эффект получил название магнитооптического эффекта Фарадея. Величина приращения показателя преломления линейно зависит от напряженности магнитного поля

$$\Delta n = \frac{1}{4\pi} \lambda V H, \tag{3.11}$$

где λ — длина волны проходящего через среду излучения; H — напряженность приложенного магнитного поля; V — постоянная, которая зависит от свойств данной среды и называется постоянной Верде.

Очевидно, что при изменении напряженности магнитного поля H по какому-либо закону фаза прошедшей через среду оптической волны окажется модулированной по тому же закону, причем приобретенный оптической волной дополнительный сдвиг фазы связан с напряженностью магнитного поля соотношением

$$\Delta\varphi = \frac{1}{2} V l H, \tag{3.12}$$

где l — длина пути излучения в среде, помещенной в магнитное поле, вектор напряженности которого коллинеарен вектору направления распространения оптической волны.

Нетрудно показать, что волна с линейной поляризацией может быть представлена в виде суммы двух волн с круговой поляризацией, имеющих одинаковые амплитуды и часто́ты колебаний, но противоположные направления вращения вектора электрического поля. При прохождении линейно поляризованной волны через среду, обладающую эффектом Фарадея, составляющие с правой и левой круговой поляризацией приобретут одинаковые по величине, но различные по знаку сдвиги фаз, и суммирование их на выходе из среды даст линейную поляризацию, повернутую относительно исходной на угол

$$\theta = 2\Delta\varphi = V l H. \tag{3.13}$$

Таким образом, для волны с линейной поляризацией изменение напряженности магнитного поля приведет к поляризационной модуляции прошедшего через среду излучения (повороту плоскости поляризации волны на угол, зависящий от H).

Установив на пути такого поляризационно-модулированного излучения анализатор, можно получить амплитудную модуляцию, поскольку в соответствии с законом Малюса при прохождении линейно поляризованной волны через анализатор интен-

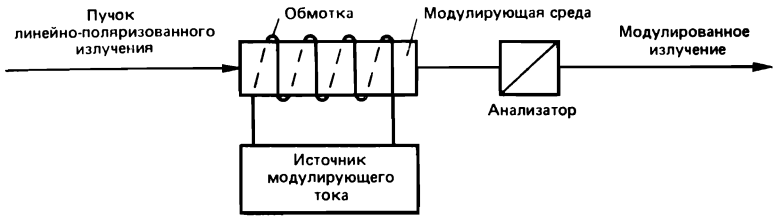


Рис. 38.
Схема амплитудного модулятора на основе эффекта Фарадея

сивность излучения на выходе пропорциональна $\cos^2\alpha$, где α — угол между плоскостью пропускания анализатора и плоскостью поляризации падающей волны.

Схема амплитудного модулятора на основе эффекта Фарадея изображена на рис. 38. Магнитное поле налагается на среду путем помещения последней внутри катушки (соленоида), через которую пропускается электрический ток. Напряженность магнитного поля внутри соленоида пропорциональна силе тока и числу витков, приходящемуся на единицу осевой длины соленоида. Поэтому модуляция производится в данном случае путем изменения силы тока (а не напряжения U, как это имеет место в электрооптических модуляторах).

Модуляционная характеристика амплитудного магнитооптического модулятора качественно аналогична характеристике модулятора на основе линейного электрооптического эффекта, с той лишь разницей, что по оси абсцисс откладывается сила тока, а не напряжение. Величина полуволновой силы тока $I_{\lambda/2}$ имеет в данном случае тот же физический смысл, что и полуволновое напряжение $U_{\lambda/2}$ в электрооптических модуляторах.

Эффектом Фарадея обладают многие оптически прозрачные среды, в том числе обычные стекла. Однако величина постоянной Верде для большинства материалов мала и для глубокой модуляции излучения требуются очень сильные (импульсные) магнитные поля. Магнитооптические модуляторы иногда применяются для модуляции добротности резонатора в мощных твердотельных лазерах, которые работают с невысокой частотой повторения излучаемых импульсов.

Акустооптические модуляторы

При распространении ультразвуковой волны в оптически прозрачной среде плотность этой среды и ее показатель преломления периодически меняются с частотой ультразвуковых колебаний. В результате образуется периодическая структура типа фазовой дифракционной решетки, которая может быть либо бегущей со скоростью распространения звука в среде (если звуковая волна распространяется в одном направлении),

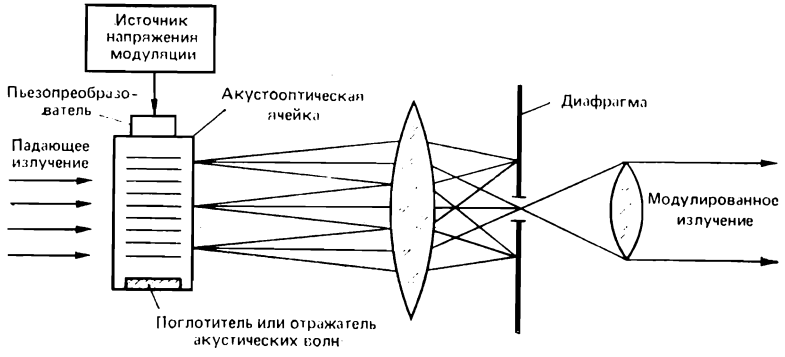


Рис. 39.
Схема амплитудного акустооптического модулятора

либо стоячей (если звуковая волна испытывает отражение и происходит интерференция прямой и обратной волн).

Оптическая волна с плоским фронтом, проходя через такую периодическую структуру (рис. 39), испытывает дифракцию. Часть энергии оптической волны отклоняется от прежнего направления распространения, образуя дифрагированные волны. Кроме недифрагированной волны (волны «нулевого порядка»), возникают симметричные относительно нее дифрагированные волны первого, второго и более высоких порядков, отклоненные от исходного направления на углы $\theta_1, \theta_2, \ldots, \theta_p$, величины которых определяются формулой

$$\theta_p = \arcsin\left(p\,\frac{\lambda}{\lambda_a}\right), \qquad (3.14)$$

где p — порядок дифракции $(1, 2, \ldots)$; λ — длина волны оптического излучения; λ_a — длина акустической волны в среде, равная отношению скорости акустической волны в данной среде v_a к частоте ультразвуковых колебаний f_a. Типичные значения v_a составляют для жидких сред $(1—2) \cdot 10^3$ м/с и для твердых $(3—5) \cdot 10^3$ м/с, а f_a обычно имеет порядок 10^8 Гц, что дает углы дифракции первого порядка $\sim 1°$.

Если на пути вышедших из среды пучков поставить линзу, как показано на рис. 39, то в фокальной плоскости последней получится ряд пятен, соответствующих фокусировке волн нулевого и боковых порядков. Вырезав при помощи диафрагмы, скажем, пятно нулевого порядка и «убрав», таким образом, остальные волны, мы получим волну, интенсивность которой зависит от соотношения энергии волн различных порядков. Это соотношение определяется интенсивностью пространственной модуляции среды ультразвуковой волной (амплитудой периодических изменений показателя преломления), которая в свою очередь зависит от мощности генератора, создающего ультразвуковую

волну (технически она обычно создается подачей напряжения от радиочастотного генератора с частотой f_a на электрострикционный преобразователь электрических колебаний в механические — пластинку или пленку из специального материала, деформируемую напряжением генератора и находящуюся в контакте со средой акустооптического модулятора, что схематически показано на рис. 39).

Из вышесказанного ясно, что в устройстве с бегущей* ультразвуковой волной, изображенном на рис. 39, интенсивность проходящего излучения можно модулировать, изменяя по необходимому закону мощность генератора частоты f_a. Частота модуляции, разумеется, должна быть ниже частоты f_a, а широкополосность модулятора обычно определяется свойствами электрострикционного преобразователя.

Амплитудные акустооптические модуляторы описанного типа обладают меньшей широкополосностью, чем электрооптические модуляторы, однако их достоинством является сравнительно небольшая мощность, необходимая для модуляции оптического излучения, а также малые оптические потери в таких модуляторах. В качестве среды, в которой распространяется ультразвуковая волна, используют такие материалы, как кварц, некоторые типы стекол, спирт, воду и т. п.

Анализ работы акустооптического модулятора с бегущей ультразвуковой волной показывает, что частота оптических колебаний в дифрагированных волнах отличается от частоты колебаний исходной волны на величину pf_a (p — порядок дифракции). Поэтому иногда такие акустооптические устройства используются для сдвига частоты полученных от лазера колебаний на определенную величину (необходимость в таком сдвиге частоты возникает, например, при гетеродинном приеме оптических сигналов — см. § 13).

Если поглотитель акустических колебаний в модуляторе, схематически изображенном на рис. 39, заменить отражателем, то в среде установится *стоячая* ультразвуковая волна, образующаяся в результате интерференции прямой и отраженной волн. В таком устройстве волна нулевого порядка окажется модулированной по амплитуде с частотой $2f_a$, поскольку узлы и пучности стоячей волны образуются и исчезают дважды за период колебаний. Устройства этого типа могут применяться для высокочастотной модуляции излучения на фиксированных или плавно изменяемых в небольшом диапазоне частотах, что необходимо, например, в геодезических фазовых светодальномерах. Благодаря малым оптическим потерям такие устройства используются также в качестве внутрирезонаторных модуляторов для синхронизации мод в твердотельных и газовых лазерах.

---

* Отсутствие акустического отражения, обеспечивающее режим бегущей волны, достигается применением показанного на схеме поглотителя акустических колебаний — материала, в котором акустические волны быстро затухают.

§ 13. ПРИЕМ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Основной операцией в процессе приема оптических сигналов является, как правило, преобразование оптического сигнала в электрический. Устройства для такого преобразования — фотодетекторы — весьма разнообразны, но можно выделить два основных класса таких устройств — фотодетекторы с внешним фотоэффектом (фотоэмиссионные приемники) и фотодетекторы с внутренним фотоэффектом (полупроводниковые фотоэлектрические приемники). Понятия «фотодетектор» и «фотоприемник» часто отождествляют, хотя, строго говоря, второе понятие более широкое.

Фотоэмиссионные приемники

Принцип действия этих приемников основан на внешнем фотоэффекте (фотоэлектронной эмиссии). При облучении поверхности некоторых материалов потоком фотонов последние, обмениваясь энергией с атомами облучаемого вещества, «выбивают» из них электроны, часть которых уходит в свободное пространство. Если процесс происходит в вакууме и в пространстве создано электрическое поле, то свободные электроны будут двигаться в этом поле, т. е. возникает электрический ток, называемый в этом случае фототоком.

Простейшее устройство этого типа — вакуумный фотоэлемент — представляет собой вакуумную колбу, в которой находятся два электрода — фотокатод и анод, к которым прикладывается электрическое напряжение. Сила тока, протекающего через фотоэлемент, пропорциональна мощности излучения P, падающего на фотокатод

$$I_{\Phi} = \gamma_{\lambda} P; \tag{3.15}$$

коэффициент γ_{λ} называется спектральной чувствительностью фотокатода и выражается в амперах на ватт падающей мощности излучения. Величина γ_{λ} зависит от длины волны излучения; эта зависимость называется *спектральной характеристикой* фотокатода. Вид ее зависит от материала, из которого сделан фотокатод. При некоторой максимальной длине волны $\lambda_{гр}$ чувствительность фотокатода становится равной нулю. Значение $\lambda_{гр}$ называется длинноволновой границей фотоэффекта и также зависит от свойств материала фотокатода.

Нередко спектральную чувствительность фотокатода характеризуют не величиной γ_{λ}, а *квантовым выходом* $\eta_{кв}$ — отношением среднего числа «выбитых» из фотокатода электронов N_e к среднему числу попавших на него квантов излучения $N_{кв}$

$$\eta_{кв} = \frac{N_e}{N_{кв}} = \frac{1{,}24}{\lambda} \gamma_{\lambda} \tag{3.16}$$

(здесь длина волны λ выражена в мкм).

Фотокатод обычно наносится либо на внутреннюю поверхность колбы фотоэлемента в виде тонкого полупрозрачного слоя, на который излучение попадает снаружи через стенку колбы, либо на помещенную в колбу металлическую подложку.

Спектральные характеристики современных фотокатодов имеют ярко выраженные области высокой чувствительности. При увеличении длины волны чувствительность падает из-за уменьшения энергии квантов, а при уменьшении длины волны — из-за роста оптического поглощения в самом фотокатоде и в стекле колбы. По положению максимума спектральной характеристики можно выделить три группы фотокатодов: сурьмяно-цезиевые (Sb—Cs) с максимумом на длине волны $\lambda_{max} \approx$ $\approx 0{,}45$ мкм (голубой свет); мультищелочные (Sb—K—Na—Cs), у которых $\lambda_{max} = 0{,}5$ мкм (зеленый свет), и кислородно-серебряно-цезиевые (Ag—O—Cs), имеющие два максимума; на границе ультрафиолетовой и видимой областей спектра ($\sim 0{,}37$ мкм) и в ближней ИК-области ($\sim 0{,}8$ мкм). Длинноволновые границы у этих трех групп фотокатодов также несколько различаются, составляя соответственно $\sim 0{,}7$; 0,9 и 1,2 мкм; абсолютная чувствительность фотокатодов последней группы (несколько мА/Вт) в 20—40 раз ниже, чем двух первых.

Фототок, протекая через включенное в анодную цепь фотоэлемента сопротивление нагрузки $R_н$, создает на нем падение напряжения $U_н = I_ф R_н$, используемое в качестве выходного сигнала. Если мощность принимаемого сигнала мала, то выходное напряжение также получается малым и различие его на фоне теплового шума последующего усилителя не всегда возможно.

Преодолеть эту трудность удается применением вместо фотоэлемента другого фотоэмиссионного приемника — *фотоэлектронного умножителя* (ФЭУ). Он отличается от фотоэлемента наличием системы внутреннего усиления фототока, действие которой основано на принципе вторично-электронной эмиссии. Схема ФЭУ изображена на рис. 40. Кроме фотокатода и анода, внутри колбы ФЭУ расположена система промежуточных электродов — динодов, выполненных из материала, способного при попадании на него электрона, обладающего достаточной кинетической энергией, испускать (эмиттировать) несколько «вторичных» электронов. Этот эффект называется вторично-электронной эмиссией, а отношение среднего числа эмиттируемых материалом электронов к среднему числу падающих электронов — коэффициентом вторично-электронного умножения σ. Приложенное напряжение создает между каждой парой соседних динодов, а также на участке первый динод — фотокатод и анод — последний динод ускоряющее электрическое поле, в котором электронный поток распространяется от катода к аноду, испытывая умножение в σ раз на каждом диноде. Таким образом, полный коэффициент умножения M оказывается равным σ^N, где N — число динодов. Даже при небольшом коэффициенте вторичной эмиссии (величина σ зависит от приложенного напряже-

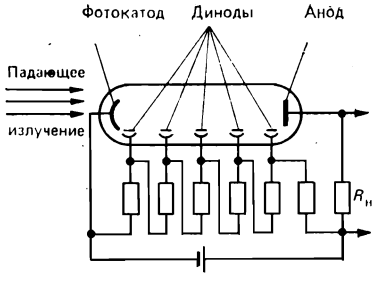


Рис. 40.
Схема фотоэлектронного умножителя

ния и обычно составляет 3—4) ФЭУ с десятью динодами имеет $M=10^5—10^6$. Анодный ток I_a, текущий через сопротивление нагрузки $R_н$, в M раз больше фототока $I_ф$ в цепи фотокатода, а выходное напряжение ФЭУ во столько же раз превосходит выходное напряжение фотоэлемента с аналогичным фотокатодом и таким же сопротивлением $R_н$. Даже при очень малой мощности принимаемого оптического сигнала выходное напряжение ФЭУ намного превышает уровень шума последующего усилителя и чувствительность такого приемника зависит только от процессов в самом ФЭУ.

Мощность собственных шумов ФЭУ в том случае, когда величина фототока определяется только мощностью принимаемого сигнала $P_с$ (т. е. когда текущий в цепи фотокатода «паразитный» ток, вызываемый попаданием на катод вместе с полезным сигналом оптического фона от посторонних источников излучения, тепловой эмиссией электронов с фотокатода и другими причинами, мал по сравнению с током сигнала $I_{фс}=\gamma_\lambda P_с$), можно оценить по формуле

$$P_ш=\frac{2hc}{\lambda\eta_{кв}}(1+B)\Delta f, \qquad (3.17)$$

где h — постоянная Планка; c — скорость света; λ — длина волны принимаемого излучения (величина hc/λ есть энергия кванта этого излучения); $\eta_{кв}$ — квантовый выход фотокатода на волне λ; B — постоянная, учитывающая флуктуационные процессы при вторично-электронной эмиссии и имеющая для разных ФЭУ величину от 0,5 до 1,5; Δf — ширина частотного спектра электрического сигнала на выходе ФЭУ.

Если режим работы приемника таков, что «паразитный» ток фотокатода $I_{фп}$ существенно превышает сигнальную составляющую тока ($I_{фп}\gg I_{фс}$), то для определения мощности шумов величину $P_ш$, найденную по формуле (3.17), нужно умножить на $\sqrt{\frac{I_{фп}}{I_{фс}}}$. Этот режим возникает чаще всего при сильном оптическом фоне (например, при измерении расстояния до удаленной цели, находящейся на фоне дневного неба).

Полоса пропускания приемника с ФЭУ ограничивается главным образом свойствами самого ФЭУ. Время пролета электронов от катода до анода имеет некоторый разброс, величина которого определяет предельное разрешение такого приемника по

времени. В среднем для современных ФЭУ величина временно́го разрешения составляет 1—10 нс, хотя отдельные специально разработанные ФЭУ могут иметь и меньшее время разрешения. Все же по этому параметру ФЭУ несколько уступают фотоэлементам, у которых временное разрешение составляет 0,1—1 нс (а иногда и меньше) благодаря сравнительно малой величине промежутка между катодом и анодом.

Фотоэлектронные умножители получили широчайшее распространение в технике приема слабых оптических сигналов, и в большинстве современных лазерных измерительных систем для космической геодезии и наземной светодальнометрии также используются приемники на основе ФЭУ.

Фотоприемники на основе внутреннего фотоэффекта

Область спектральной чувствительности фотоэмиссионных приемников простирается от ультрафиолетовой до ближней инфракрасной части спектра. Однако для диапазона волн $\lambda > 1{,}2$ мкм фотоэмиссионных приемников пока нет, хотя многие лазеры излучают в этом диапазоне. Даже на волне $\lambda = 1{,}06$ мкм, излучаемой лазерами на неодимовом стекле и алюмоиттриевом гранате, применение фотоэмиссионных приемников не всегда целесообразно из-за низкой чувствительности единственного пригодного для работы в этой части спектра фотокатода — кислородно-серебряно-цезиевого. Поэтому в ИК диапазоне волн чаще всего используются полупроводниковые фотодетекторы с внутренним фотоэффектом.

Наиболее распространены два типа полупроводниковых фотодетекторов — фоторезисторы (фотосопротивления) и фотодиоды.

Инерционность процессов в фоторезисторах чаще всего имеет порядок 10^{-5}—10^{-7} с, и это ограничивает широкополосность приемников с такими фотодетекторами. Поэтому при точной дальнометрии, когда необходимо обеспечить прием коротких импульсов ($\tau_ф \approx 10^{-8}$ с и менее) или непрерывного излучения с достаточно высокой частотой модуляции (десятки мегагерц и более), целесообразно использовать не фоторезисторы, а фотодиоды, обладающие, как правило, большим быстродействием.

Фотодиоды. Фотодиоды представляют собой полупроводниковые приборы с p—n-переходом (см. § 11, стр. 112). При поглощении фотонов падающего излучения в зоне p—n-перехода может происходить процесс, обратный рекомбинационному излучению — образование электронно-дырочных пар (свободных электронов и носителей положительного заряда — дырок). Инерционность фотодиодов удается довести до долей наносекунды, поэтому приемники с такими фотодиодами можно применять для приема даже очень коротких лазерных импульсов или непрерывного излучения с СВЧ модуляцией.

От внешнего источника питания на фотодиод подается напряжение, полярность которого препятствует протеканию тока через p—n-переход (в отличие от случая, описанного ранее, в § 11, когда полупроводниковый диод используется для генерации оптического излучения). Поэтому при отсутствии излучения текущий через фотодиод ток (так называемый *темновой ток*) достаточно мал. Его величина пропорциональна геометрической площади чувствительной площадки и обычно имеет порядок 10^{-9} А. При попадании в область p—n-перехода фотонов оптического излучения за счет генерации электронно-дырочных пар ток через диод возрастает. Чувствительность фотодиодов на основе широкозонных полупроводников (Si, GaAs) в оптимальном для них диапазоне волн (для широко распространенных кремниевых диодов этот диапазон соответствует 0,8—0,9 мкм) достигает 0,4—0,5 А/Вт, что соответствует квантовому выходу $\eta_{кв}=60$—$80\ \%$.

Охлаждаемые фотодиоды на основе указанных полупроводников (одним из наиболее перспективных материалов такого рода является в настоящее время тройное соединение кадмий—ртуть — теллур (HgCdTe), получившее сокращенное название КРТ) также имеют высокую чувствительность и малую инерционность ($\sim 10^{-9}$ с) в характерном для них участке длин волн 5—15 мкм. Рабочая температура для материала типа КРТ составляет обычно ~ 80 К, т. е. близка к температуре жидкого азота, а область наибольшей чувствительности можно сдвигать по шкале длин волн изменением относительного содержания кадмия и ртути в тройном соединении.

Несмотря на высокий квантовый выход полупроводниковых материалов, фотодиодам присущ тот же недостаток, что и фотоэлементам — в случае приема широкополосных сигналов сопротивление нагрузки приходится выбирать малым для обеспечения малой постоянной времени; выходное напряжение при слабом сигнале получается очень низким и чувствительность приемника в целом ограничивается шумами последующего усилителя.

В значительной мере преодолеть эту трудность позволяет применение интенсивно разрабатываемых в последнее время лавинных фотодиодов (ЛФД) — приборов, напоминающих ФЭУ тем, что в них также используется внутреннее усиление фототока.

Лавинные фотодиоды работают при напряжении, соответствующем порогу электрического пробоя диода. При этом возникающие вследствие попадания в зону p—n-перехода фотонов принимаемого излучения носители заряда (электроны и дырки) получают за счет электрического поля энергию, достаточную для «выбивания» из кристаллической решетки полупроводника добавочных электронно-дырочных пар; происходит лавинообразное размножение носителей заряда, и протекающий через сопротивление нагрузки ток растет. Жесткая стабилизация пи-

тающего напряжения и принятие других специальных мер позволяют избежать неконтролируемого развития лавинного процесса и поддерживать коэффициент умножения M числа носителей заряда на заданном постоянном уровне. Величина M у ЛФД значительно меньше, чем у ФЭУ, и обычно не превышает 100. Тем не менее порог чувствительности приемников с ЛФД, определяемый уровнем их шумовой мощности, оказывается значительно ниже, чем у обычных фотодиодов на основе тех же материалов. Пока для изготовления ЛФД используются главным образом кремний и германий, что позволяет применять такие приемники для регистрации излучения неодимовых и полупроводниковых лазеров, генерирующих в ближнем ИК диапазоне волн. Несмотря на небольшой коэффициент лавинного умножения M, приемники с ЛФД имеют в этом диапазоне меньший уровень шума и оказываются, следовательно, более чувствительными к слабым оптическим сигналам, чем приемники с ФЭУ; причина этого — высокий квантовый выход полупроводниковых материалов по сравнению с квантовым выходом пока единственного практически применяемого для работы в указанном диапазоне волн кислородно-серебряно-цезиевого фотокатода.

Гетеродинный фотоприем

Описанные выше методы преобразования оптических сигналов в электрические с помощью фотодетекторов на основе внешнего или внутреннего фотоэффекта получили название прямого детектирования, или энергетического фотоприема. Однако существует, экспериментально исследуется и все чаще применяется на практике другой способ — гетеродинный фотоприем.

Принципиальная схема гетеродинного фотоприемника изображена на рис. 41. В его состав входит гетеродин — источник монохроматического оптического излучения с частотой $\nu_г$, близкой к частоте принимаемого сигнала $\nu_с$. Оба сигнала — принимаемый и гетеродинный — одновременно поступают на фотодетектор, тип которого может быть любым, лишь бы время его инерции было меньше периода колебаний разностной частоты $T = \frac{1}{|\nu_г - \nu_с|}$. Роль гетеродина чаще всего играет маломощный лазер с непрерывным излучением высокой спектральной чистоты (монохроматичности); это качество более всего присуще газовым лазерам.

В результате интерференции оптических полей гетеродинного и принимаемого сигналов (для чего необходима взаимная параллельность волновых фронтов и одинаковость поляризации обеих волн) на чувствительную площадку фотодетектора воздействует результирующее поле, амплитуда которого изменяется с разностной частотой $|\nu_г - \nu_с|$. В фототоке детектора также возникает составляющая разностной частоты, величина

Рис. 41.
Принципиальная схема гетеродинного фотоприемника

которой, как показывает анализ, определяется формулой

$$I_P = \frac{e \cdot \eta_{кв}}{h\nu} \sqrt{2 P_г P_c}, \qquad (3.18)$$

где $P_г$ и P_c — соответственно оптическая мощность гетеродина и сигнала; e — заряд электрона; h — постоянная Планка; ν — частота колебаний сигнала или гетеродина (различием между $\nu_г$ и ν_c в данном случае можно пренебречь ввиду его малости); $\eta_{кв}$ — квантовый выход фотодетектора.

В случае приема слабых сигналов $P_г \gg P_c$ и, как видно из формулы (3.18), за счет мощности гетеродина происходит как бы усиление сигнала в фотодетекторе. Величина этого усиления пропорциональна $\sqrt{\frac{P_г}{P_c}}$ и может быть весьма значительной. Предельно допустимая мощность гетеродина определяется угрозой перегрузки фотодетектора из-за его нагрева гетеродинным излучением и других причин; типичные значения $P_г$ имеют порядок 10^{-3} Вт.

Шумы гетеродинного приемника при отсутствии фона и флуктуаций мощности гетеродина определяются выражением

$$P_ш = \frac{hc}{\lambda \eta_{кв}} \Delta f, \qquad (3.19)$$

где все величины имеют тот же смысл, что и в формуле (3.17). Сравнение формул (3.17) и (3.19) показывает, что при одинаковом квантовом выходе фотодетектора шумы гетеродинного приемника меньше, чем в случае прямого (энергетического) фотоприема.

Напряжение с частотой $|\nu_г - \nu_c|$, возникающее на сопротивлении нагрузки фотодетектора при протекании по нему тока I_P, представляет собой сигнал промежуточной частоты. Этот сиг-

нал обычно усиливается последующим усилителем промежуточной частоты, подвергается детектированию с помощью радиочастотного детектора (промежуточная частота $|\nu_г - \nu_с|$ обычно имеет порядок 10^7—10^9 Гц, т. е. лежит в радиочастотном диапазоне) и превращается в сигнал переменного тока, форма которого отражает форму огибающей оптического сигнала.

Для получения гетеродинного сигнала не обязательно использовать отдельный лазер. В тех случаях, когда приемное и передающее устройства совмещены в одной установке, что обычно имеет место для аппаратуры локационного типа, дальномеров и т. п., гетеродинный сигнал можно получать путем отвода некоторой части излучения передатчика и смещения частоты отведенного излучения на требуемую величину, равную выбранной промежуточной частоте. Такое смещение можно осуществить, в частности, при помощи акустооптических устройств, упомянутых выше (§ 12). Другим способом образования гетеродинного сигнала является создание доплеровского сдвига частоты излучения лазера за счет отражения от движущегося зеркала; именно это, например, имеет место в интерферометрии при измерении перемещений (см. §§ 6 и 17).

В некоторых случаях частоту гетеродина выбирают равной частоте сигнала. Разностная (промежуточная) частота при этом равна нулю, а в токе фотодетектора непосредственно содержится составляющая, пропорциональная амплитуде огибающей модулированного оптического сигнала. Такой фотоприемник называется гомодинным; в нем сохраняются достоинства гетеродинного приема (усиление сигнала в фотодетекторе за счет мощности гетеродина и малый собственный шум) и отсутствует надобность в усилителе промежуточной частоты. Гомодинный прием рассматривается как частный случай гетеродинного приема.

Недостатками гетеродинного приема являются весьма жесткие требования к точности совмещения фронтов гетеродинной и сигнальной волн, а также к относительной стабильности их частот. Во многих практических случаях выполнение этих требований оказывается сложным делом. Кроме того, при распространении оптического излучения в атмосфере из-за турбулентности воздуха возникают нестационарные искажения формы волнового фронта, снижающие эффективность гетеродинного приема и вызывающие дополнительные шумы. Степень этих трудностей возрастает с уменьшением длины волны излучения, поэтому пока гетеродинный прием используется преимущественно для регистрации сигналов сравнительно длинноволновых излучателей, например, CO_2-лазеров.

Оптическая фильтрация в приемниках

Наличие в оптическом диапазоне волн мощных источников помех, прежде всего солнечного излучения, часто заставляет устанавливать на входе приемника оптический фильтр, прозрач-

ный лишь в той узкой области спектра, где лежит частота колебаний принимаемого сигнала. Такие фильтры обычно выполняются в виде нанесенных на прозрачную подложку слоистых структур из чередующихся слоев диэлектрических материалов с высоким и низким показателем преломления. Толщина слоев рассчитывается таким образом, чтобы интерференция волн, отраженных от границ раздела различных диэлектриков, приводила к подавлению проходящего излучения на всех частотах, кроме одной (соответствующей выбранному участку пропускания). Основными параметрами таких узкополосных фильтров являются полоса пропускания $\Delta\lambda_{0,5}$ (ширина участка спектра между длинами волн, на которых пропускание фильтра уменьшается вдвое) и прозрачность в максимуме T_{max} (коэффициент пропускания фильтра на волне, где это пропускание максимально). Для современных узкополосных интерференционных фильтров характерны значения $\Delta\lambda_{0,5}=1$—3 нм и $T_{max}=60$—70 %. В ряде случаев достигаются и меньшие значения $\Delta\lambda_{0,5}$, но обеспечить долговременную стабильность параметров таких фильтров очень трудно.

Разрабатываются также перестраиваемые фильтры с очень узкой полосой пропускания, которые позволяют плавно регулировать длину волны, на которой прозрачность фильтра максимальна.

Применение узкополосных светофильтров позволяет в сотни раз уменьшить мощность солнечного излучения (или других широкополосных помех) на фотодетекторе, снизить за счет этого уровень шума детектора и повысить чувствительность приемника к слабым сигналам. В сочетании с пространственной селекцией (сужением углового поля зрения приемника) использование узкополосных фильтров во многих случаях позволяет обеспечить работу лазерных измерительных систем (дальномеров, локаторов) в дневных условиях, когда источник принимаемого сигнала находится на фоне дневного неба или освещенного солнечным светом ландшафта.

§ 14. ИМПУЛЬСНЫЕ ЛАЗЕРНЫЕ ДАЛЬНОМЕРЫ

Очень малая длительность импульсов, излучаемых многими лазерами в режиме модуляции добротности резонатора и особенно в режиме синхронизации мод, которую удается сочетать с большой энергией таких коротких импульсов, открыла дорогу созданию лазерных импульсных дальномеров различного назначения, получивших к настоящему времени очень широкое распространение. Наиболее массовый тип таких приборов — дальномеры на основе твердотельных лазеров умеренной мощности (1—10 МВт при длительности импульса 10—20 нс), работающих в режиме импульсного включения добротности. Предназначены эти дальномеры чаще всего для измерения расстояний порядка единиц или немногих десятков километров до различных

целей или местных ориентиров с произвольными отражательными характеристиками.

Другой крупной (хотя и не столь массовой) областью применения импульсных лазерных дальномеров стало измерение расстояний до космических объектов с целью решения задач космической геодезии и координатно-временного обеспечения космических навигационных средств. Системы этого типа прошли несколько этапов развития (несколько поколений) и обладают ярко выраженной спецификой. Прежде всего необходимость измерения больших дальностей — примерно от 1000 км до сотен тысяч километров — заставила не только увеличивать энергию излучения лазеров и повышать эффективность приемных устройств, но и применять на объектах-целях специальные высокоэффективные отражатели (чаще всего наборы уголковых отражателей — трипель-призм *). Кроме того, все возрастающие требования к точности измерений привели к необходимости все большего укорочения излучаемых импульсов и усложнения измерительных схем при переходе от одного поколения систем к другому. Если для систем «первого поколения» было характерно применение рубиновых лазеров с модуляцией добротности, излучавших импульсы длительностью 15—20 нс и пиковой мощностью до 100 МВт при частоте повторения ~0,1 Гц, то уже во «втором поколении» типичным стало применение лазеров на алюмоиттриевом гранате с неодимом, излучающих в аналогичном режиме импульсы длительностью 7—10 нс при том же порядке пиковой мощности; одновременно возросла частота повторения импульсов, что позволило повысить точность за счет осреднения результатов большего числа отдельных измерений, и стали более совершенными электронные схемы определения интервалов времени между моментами излучения и приема импульсов. В результате при переходе от первого поколения систем ко второму суммарная средняя квадратическая ошибка измерений (с учетом влияния атмосферы на скорость распространения излучения) снизилась с нескольких метров до 0,3—1 м. В следующем поколении системы, которое еще нельзя считать окончательно сформировавшимся, наблюдается тенденция к получению сверхкоротких импульсов методом синхронизации мод; примером может служить небольшая серия дальномерных установок, разработанных в первую очередь для определения координат геодинамического ИСЗ LAGEOS, где таким методом от многокаскадного гранатового лазера получаются импульсы длительностью 0,2 нс и пиковой мощностью 1 ГВт с частотой повторения до нескольких герц. Создание этих установок потребовало также применения специальных малоинерционных приемников и особо точных измерителей временных интервалов. Все это дало возможность уменьшить среднюю квадратическую ошибку измерений до величин, не превышающих 0,1 м, а при

---

* Описание трипель-призмы см. на стр. 147.

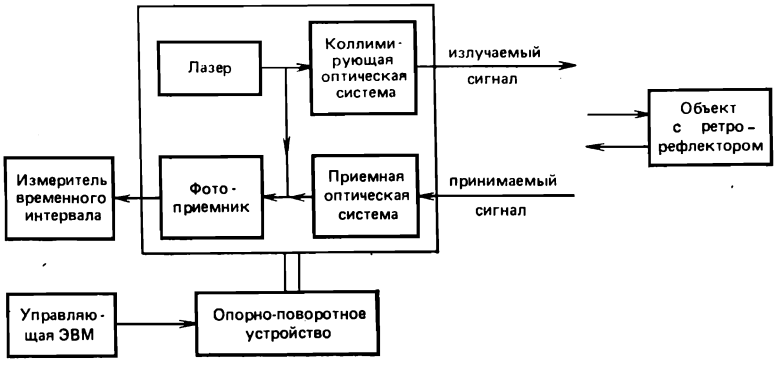


Рис. 42.
Типичная блок-схема импульсного лазерного дальномера

осреднении больших массивов данных получать еще лучшие результаты.

Обобщенная схема импульсного лазерного дальномера, предназначенного для решения задач рассматриваемого класса, изображена на рис. 42. Лазер с коллимирующей оптической системой и приемник с оптической системой для сбора отраженного излучения смонтированы на прецизионном опорно-поворотном устройстве, допускающем программное наведение установки на цель с помощью ЭВМ и ручную корректировку наведения в тех случаях, когда объект можно наблюдать через дополнительную трубу-искатель или через основную приемную оптическую систему за счет отраженного объектом солнечного излучения. Небольшая часть энергии излучения лазера непосредственно подводится к приемнику, создавая опорный (маркерный) импульс, запускающий устройство для измерения временного интервала. Основная часть излучения лазера направляется в сторону космического объекта, снабженного ретрорефлекторами (например, трипель-призмами). Через время $\tau_{2D}=2D/v$, где D — измеряемое расстояние и v — средняя скорость света при пробеге этого расстояния, отраженный импульс достигает приемника и после усиления и формирования в цепях последнего останавливает устройство для измерения временного интервала. Опорный и отраженный от объекта импульсы проходят одинаковый путь в приемном тракте системы, что позволяет свести к минимуму влияние параметров этого тракта на точность измерений. Ошибка измерения интервала времени τ_{2D} (аппаратурная ошибка дальномера), включающая нестабильность «привязки» моментов начала и конца измерения соответственно к фронтам опорного и отраженного импульсов, и собственно ошибка измерителя временного интервала в системах второго и третьего поколений, как правило, не превышает ± 1 нс (± 15 см по дальности) во всем рабочем диапазоне измеряемых расстояний, что

соответствует относительной ошибке в этом диапазоне порядка 10^{-7}—10^{-9}. Внешняя ошибка, обусловленная неточностью учета показателя преломления атмосферного воздуха, при измерении основных атмосферных факторов (температуры, давления и влажности) в точке расположения дальномера и использовании современных данных о модели земной атмосферы, может быть сведена к единицам сантиметров для зенитной трассы (среднеквадратическое значение). С увеличением зенитного угла эта ошибка, естественно, растет и может достигать ~ 1 м при зенитных углах $\sim 80°$; одновременно растет и затухание в атмосфере. По этим причинам обычно производят измерение дальности при зенитных углах, не превышающих 70°. В недалеком будущем, когда аппаратурная ошибка благодаря применению лазеров с ультракороткими импульсами излучения и совершенствованию техники измерения времени будет еще более уменьшена, влияние атмосферы на результирующую точность станет основным ограничением; тогда, по-видимому, придется обратиться к двухчастотным (двухволновым) дальномерам-рефрактометрам. Можно производить, например, одновременные измерения на основной длине волны (1,06 мкм) и второй гармонике (0,53 мкм) излучения неодимовых лазеров, извлекая дополнительную информацию об интегральном значении показателя преломления среды на измеряемой трассе из разности значений времени распространения сигнала, получаемых на этих длинах волн (см. § 8, раздел «Дальномерная рефрактометрия»). Успешные эксперименты такого рода уже были выполнены.

Предельная дальность действия импульсного лазерного дальномера, измеряющего расстояние до объекта, снабженного ретрорефлекторами, может быть оценена по формуле

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{E_л S_{отр} S_{пр} \eta_{пер} \eta_{отр} \eta_{пр} \sigma_a^2}{E_{\min} \Omega_{пер} \Omega_{отр}}}, \qquad (3.20)$$

где $E_л$ — импульсная энергия излучения лазера (Дж); $S_{отр}$ — суммарная геометрическая площадь ретрорефлекторов на объекте, отражающих в направлении к дальномеру * ($м^2$); $S_{пр}$ — геометрическая площадь входного зрачка собирающей отраженное излучение приемной оптической системы ($м^2$); $\eta_{пер}$ — коэффициент передачи коллимирующей оптической системы лазерного передатчика; $\eta_{отр}$ — коэффициент передачи ретрорефлекторов, зависящий как от оптических потерь на поглощение и отражение, так и от ориентировки ретрорефлекторов относительно направления прихода излучения; $\eta_{пр}$ — коэффициент пе-

* Часто на космическом аппарате располагают много групп ретрорефлекторов, каждая из которых имеет свое направление максимального отражения; таким путем удается увеличить допустимый телесный угол облучения объекта при измерении дальности (для объектов, не имеющих определенной пространственной ориентации, этот угол должен составлять 4 π стерадиан).

редачи приемной оптической системы; σ_a — коэффициент пропускания всей толщи атмосферы на длине волны излучения лазера, зависящий от зенитного угла и метеорологических условий в момент измерения; $\Omega_{пер}$ — телесный угол, в котором сосредоточено лазерное излучение на выходе коллимирующей оптической системы (в стерадианах); $\Omega_{отр}$ — телесный угол, в котором сосредоточена энергия излучения, отраженного от ретрорефлекторов (также в стерадианах), и E_{min} — минимальная допустимая энергия сигнала на фотодетекторе (Дж).

В отношении последних трех параметров необходимо сделать следующие комментарии. Формула (3.20) является несколько упрощенной; в частности, предполагается, что вся энергия излучения лазерной дальномерной установки равномерно распределяется внутри телесного угла $\Omega_{пер}$, в пределах которого находится цель (объект, до которого измеряется дальность). При осесимметричной диаграмме направленности передатчика ее можно в таком случае считать конусом с плоским углом при вершине $\alpha_{пер} = \sqrt{\frac{4}{\pi}\Omega_{пер}}$. Отраженное излучение также считается равномерно распределенным в телесном угле $\Omega_{отр}$, внутри которого находится дальномер (точнее, входной зрачок его приемной оптической системы). В случае осесимметричной диаграммы направленности ретрорефлекторов плоский угол при вершине конуса, описывающего форму этой диаграммы, $\alpha_{отр} = \sqrt{\frac{4}{\pi}\Omega_{отр}}$. Действительная картина гораздо сложнее, но для приближенных оценок все же можно воспользоваться такой моделью.

Минимально допустимая энергия на входной площадке фотодетектора — параметр, зависящий от целого ряда факторов. Она связана с пороговой чувствительностью данного фотодетектора на длине волны излучения лазера (см. § 13 данной главы) с учетом воздействующего на приемник фонового излучения, а также с необходимым для обеспечения заданной точности измерений отношением сигнала к шуму. В тех случаях, когда заданная точность должна достигаться при излучении лазером единственного импульса и когда длительность последнего $\tau_и$ достаточно мала — по порядку величины сравнима с заданной ошибкой измерений $\Delta\tau = \frac{2\Delta D}{c}$ (где ΔD — заданная ошибка определения дальности и c — скорость света) или меньше ее — можно упрощенно считать, что величина E_{min} должна превышать пороговую энергию $E_ш = P_ш \cdot \tau_и$ в 5—6 раз.

Для того чтобы получить представление о порядке величин, характеризующих параметры современной лазерной дальномерной установки для целей космической геодезии, приведем их типичные числовые значения: $E_л = 1$ Дж; $S_{отр} = 0{,}05$ м^2; $S_{пр} = 0{,}2$ м^2; $\eta_{пер} = 0{,}8$; $\eta_{отр} = 0{,}5$; $\eta_{пр} = 0{,}4$ (с учетом затухания, вносимого ин-

терференционным светофильтром приемника); $\sigma_a = 0{,}5$ (на волне 0,53 мкм при зенитном угле $\sim 60°$ и хорошей метеорологической видимости); $\Omega_{пер} = 10^{-7}$ (что соответствует при осесимметричной диаграмме направленности $\alpha_{пер} \approx 1'$); $\Omega_{отр} = 2 \cdot 10^{-9}$ (что при аналогичном допущении соответствует $\alpha_{отр} \approx 10''$); $E_{min} = 1 \cdot 10^{-16}$ Дж (что соответствует применению в качестве фотодетектора ФЭУ с квантовым выходом на волне 0,53 мкм, равным 10 %, и коэффициентом избыточных шумов $B = 1$ в условиях незначительного постороннего фона).

Рассчитанная по формуле (3.20) при указанных значениях параметров предельная дальность действия D_{max} составляет $1{,}2 \cdot 10^7$ м, т. е. около 12 тыс. км.

Следует, однако, иметь в виду, что эта большая дальность действия получена для крупногабаритной измерительной установки (диаметр входного зрачка приемной оптической системы $\sim 0{,}5$ м) при благоприятных условиях работы (хорошая метеорологическая видимость, незначительный фон). Кроме того, предполагалось точное наведение дальномера на объект (при ширине диаграммы направленности $1'$ и значительной угловой скорости движения объекта это достаточно сложно) и точное попадание дальномерной установки в очень узкий ($10''$) пучок излучения, отраженного от ретрорефлекторов.

На последнем обстоятельстве необходимо остановиться подробнее. При измерении дальности до объекта, движущегося с космической скоростью, приходится сталкиваться с так называемой «аберрацией скорости» — кажущимся угловым отклонением оси пучка излучения от линии, соединяющей дальномер и космический объект, на величину $\alpha_a = v_\tau / c$, где v_τ — тангенциальная составляющая скорости движения объекта относительно дальномера и c — скорость света. Значение α_a для геодезических ИСЗ с небольшой высотой орбиты (~ 1000 км) может достигать $5''$. Поскольку ретрорефлектор отражает пучок в направлении, параллельном направлению падения, для отраженного пучка величина кажущегося отклонения составляет $2\alpha_a$, т. е. может достигать $10''$. При этом дальномерная установка окажется вне предела пучка отраженного излучения, полная угловая ширина которого в рассмотренном примере составляет $10''$. Для компенсации влияния этого эффекта изготавливаются специальные ретрорефлекторы, отклоняющие отраженный пучок на небольшой угол, равный среднему для расчетных условий измерения значению величины $2\alpha_a$. Это, однако, неизбежно ведет к снижению эффективной величины $\eta_{отр}$ и уменьшает дальность действия системы. Кроме того, идеализация формы диаграмм направленности, о которой говорилось выше, также приводит к завышенному значению D_{max} при определении его по формуле (3.20). По всем этим причинам реальная дальность действия получается меньше найденной при помощи этой формулы. При средних метеорологических условиях с учетом неизбежных ошибок системы наведения установка с параметрами, указанными

выше, имеет дальность действия 5—6 тыс. км, что достаточно для определения координат геодезических ИСЗ с орбитами высотой 1—3 тыс. км.

Однако в ряде случаев космические аппараты, до которых необходимо измерить расстояние, могут находиться на значительно более высоких орбитах. Так, высота круговой орбиты геодинамического ИСЗ LAGEOS составляет 5700 км, а высоты орбит ИСЗ, образующих глобальную навигационно-геодезическую систему NAVSTAR — около 20 тыс. км. Кроме того, принципиальный интерес с точки зрения космической геодезии представляет использование стационарной орбиты высотой около 36 тыс. км. Таким образом, даже если оставить пока в стороне уникальную задачу измерения расстояний до точек на поверхности Луны, приходится разрабатывать лазерные дальномеры с предельной дальностью действия до 40 тыс. км.

Сравнительно слабая (пропорциональная корню 4-й степени) зависимость дальности действия от каждого отдельного параметра, входящего в формулу (3.20), заставляет при необходимости увеличения предельного измеряемого расстояния прибегать к совместному изменению ряда параметров: повышать излучаемую энергию, увеличивать размеры оптических систем и уменьшать расходимость излучения, снижать минимальную принимаемую энергию. Поэтому лазерные дальномеры для измерения расстояний порядка десятка тыс. км, как правило, являются крупногабаритными стационарными установками. Диаграммы направленности коллимированного излучения лазерных передатчиков в таких установках обычно очень узки ($\Theta_{пер}$ = =0,1—1′), что требует применения исключительно точных систем наведения. Использование одних лишь программных значений эфемерид ИСЗ не позволяет (за редкими исключениями) производить наведение с необходимой в таких случаях точностью (порядка единиц угловых секунд), и приходится корректировать наведение непосредственно по объекту, наблюдаемому в отраженном солнечном свете, для чего установки снабжаются высокочувствительными усилителями яркости, построенными на основе электронно-оптических преобразователей изображения (ЭОП) или фототелевизионных устройств (ФТУ). Применение таких устройств позволяет в ночных условиях наблюдать в отраженных солнечных лучах даже космические аппараты, находящиеся на стационарной орбите, яркость которых обычно соответствует яркости звезд 11-й—15-й величины.

Продолжительный период видимости высокоорбитальных ИСЗ (в особенности, конечно, стационарных*) по сравнению

---

* Стационарным ИСЗ называется ИСЗ с периодом обращения, равным периоду суточного вращения Земли, орбита которого лежит в плоскости земного экватора. Такой спутник практически неподвижно «висит» над определенной точкой земной поверхности.

с низкоорбитальными позволяет за один сеанс измерений накапливать большой массив данных. При этом становится не обязательным уверенный прием сигнала от каждого излученного импульса. Приемное устройство может быть построено по принципу многоканального временного анализатора — прибора, регистрирующего наличие сигнала в одном из большого числа примыкающих друг к другу узких интервалов времени, сумма которых перекрывает весь возможный диапазон ожидаемых моментов прихода отраженного сигнала (приближенное значение момента прихода сигнала всегда известно из априорной информации об эфемеридах наблюдаемого ИСЗ). Интервал времени между зондирующим импульсом от лазерного передатчика и открыванием 1-го канала временного анализатора в приемнике изменяется при каждом срабатывании лазера в соответствии с программным значением дальности на данный момент времени (также исходя из имеющейся эфемеридной информации о радиальной скорости движения объекта). При таком построении приемника отраженный сигнал, попавший, скажем, в N-й канал временного анализатора, при последующих импульсах лазерного передатчика будет снова попадать в тот же канал; так будет продолжаться до тех пор, пока из-за отличия программного значения радиальной скорости от ее истинного значения сигнал не попадет в соседний (с номером $N+1$ или $N-1$) канал анализатора. При отсутствии существенного постороннего фонового излучения в N-ом канале в результате будет накоплена суммарная энергия принятых в течение некоторого промежутка импульсов (число их может составлять десятки или сотни), тогда как в остальных каналах будет накоплена лишь энергия шумов приемного устройства. Величина $E_{\min}$ в формуле (3.20) при таком методе приема может быть резко снижена, что дает существенный выигрыш в предельной дальности действия. Точность измерения будет определяться шириной канала временного анализатора, которая обычно согласуется с длительностью излучаемых импульсов.

Все описанные методы повышения дальности действия были использованы, в частности, при решении уникальной задачи измерения дальности до ретрорефлекторов, установленных на Луне. Такие ретрорефлекторы (панели из большого числа прецизионных кварцевых трипель-призм) были смонтированы на советских автоматических аппаратах «Луноход-1» и «Луноход-2», а также были установлены американскими астронавтами в ряде фиксированных точек лунной поверхности при выполнении программы «Аполлон». Дальномерные установки, применявшиеся в СССР и США, были созданы на базе крупных астрономических телескопов, использовавшихся как для коллимации лазерного излучения, так и для приема отраженных сигналов. Точность измерения дальности с учетом осреднения результатов большого числа отдельных замеров достигала $\sim$0,1 м.

Дальнейшее совершенствование лазерных дальномеров и по-

вышение их дальности действия будет включать и такие меры, как переход на другие типы лазеров. Весьма перспективным представляется, в частности, применение CO_2-лазеров, допускающих работу в импульсном режиме с большой мощностью излучения. Высокий к. п. д. CO_2-лазеров позволит увеличить частоту повторения излучаемых импульсов при заданной их энергии без увеличения энергопотребления установки в целом; высокая чувствительность современных фотодетекторов на длине волны излучения CO_2-лазеров, — в частности охлажденных фотодиодов на основе соединения типа КРТ (см. § 13 настоящей главы), будет способствовать росту дальности действия системы; наконец, сама длина волны излучения CO_2-лазера (~ 10 мкм) лежит в области спектра, где естественный фон, создаваемый излучением Солнца и Земли, гораздо ниже, чем в видимой и ближней инфракрасной областях (см. § 11), благодаря чему облегчается работа в дневное время и создаются условия для наилучшего использования интервала видимости объекта, до которого измеряется расстояние. Успешные эксперименты по дальнометрии с использованием CO_2-лазеров применительно к низкоорбитальным ИСЗ (с высотой орбиты ~ 1000 км) и спутнику LAGEOS (высота орбиты 5700 км) уже приведены, и есть основания полагать, что это направление будет интенсивно развиваться в ближайшем будущем.

Импульсные лазерные дальномеры нашли применение не только в наземных условиях для определения расстояний до ИСЗ, но и в бортовых системах космических аппаратов — для измерения расстояний до точек на поверхности планеты. Наиболее известным примером решения такой задачи является использование лазерного альтиметра (высотомера) на борту орбитальных модулей космической системы «Аполлон», при помощи которой осуществлялись экспедиции на Луну с высадкой астронавтов и установкой на лунной поверхности ряда научных приборов, в том числе уголковых отражателей для лазерной локации с Земли. С борта орбитальных модулей последних трех космических кораблей этой системы — так называемых кораблей серии «*J*» — производилось картографирование поверхности Луны при помощи специальной фотокамеры, синхронно с открыванием затвора которой срабатывал лазерный высотомер, позволявший получать точное значение дальности до определяемой точки лунной поверхности в момент фотографирования. Такие измерения были необходимы прежде всего для прецизионного определения истинного масштаба изображения при фотограмметрической обработке полученных снимков. Этот комплекс аппаратуры дал возможность осуществить высококачественное картографирование большой части лунной поверхности. Кроме того, лазерный высотомер мог работать и в автономном режиме (независимо от фотокамеры), производя измерения с определенной частотой (1 раз в 20 с). По результатам измерений удалось, в частности, уточнить форму Луны и обнаружить ряд

гравитационных аномалий (так называемых «масконов» — мест повышенной концентрации массы).

Лазерный высотомер комплекса «Аполлон» имел рубиновый лазер с импульсным включением добротности, излучавший импульсы длительностью около 10 нс с энергией ~0,2 Дж на волне $\lambda=694$ нм. Излучение коллимировалось оптической системой так, что его расходимость на выходе равнялась примерно 1′. Ось диаграммы направленности излучения тщательно сопрягалась с направлением главной оптической оси фотокамеры, что позволяло с высокой точностью определять на снимке положение точки, до которой производилось измерение дальности. Малая ширина диаграммы направленности выходного излучения способствовала уменьшению ошибок, обусловленных неровностями лунного рельефа. При средней высоте орбиты космического аппарата ~100 км диаметр облучаемого пятна на поверхности Луны составлял всего 30 м, так что перепады высот в пределах этого пятна в большинстве случаев были незначительны.

Фотодетектором в приемной части высотомера служил фотоэлектронный умножитель, сигнал с которого через широкополосный усилитель и схему формирования поступал на электронно-счетный измеритель временного интервала, где определялся промежуток времени между моментом излучения импульса передатчиком и моментом приема импульса, отраженного от лунной поверхности. Точность измерения (в пересчете на дальность) составляла 2 м. Высотомер имел массу около 20 кг и потреблял электрическую мощность (среднюю за сеанс измерений) около 50 Вт.

Работа лазерного высотомера над поверхностью Луны облегчалась благодаря отсутствию атмосферы, небольшой высоте орбиты и незначительным колебаниям отражательных характеристик лунной поверхности от измерения к измерению. Однако использование подобной аппаратуры возможно и над Землей; расчеты показывают, что современные твердотельные лазеры и фотоприемники в сочетании с оптическими системами приемлемых для установки на борту ИСЗ габаритов позволяют при отсутствии облачности выполнять измерения расстояний до точек земной поверхности (в том числе и водной) при высоте орбиты примерно до 1000 км.

Максимальную дальность действия импульсного лазерного высотомера можно оценить по формуле

$$D_{\max}=\sigma_a\sqrt{\frac{E_л S_{пр}\eta_{пер}\eta_{пр}\rho k}{4\pi E_{\min}}}, \qquad (3.21)$$

где величины $E_л$, $E_{\min}$, $S_{пр}$, $\eta_{пер}$, $\eta_{пр}$ и σ_a имеют тот же смысл, что и в формуле (3.20); величина ρ есть энергетический коэффициент отражения (альбедо) поверхности планеты в месте падения на нее пучка лазерного излучения, а k — коэффициент, характеризующий направленность отраженного излучения (для

большинства видов поверхности суши можно считать $k=2\div4$, для водной поверхности величина k сильно зависит от ее состояния, главным образом от интенсивности волнения). Для ориентировочных расчетов, когда излучение падает приблизительно по нормали к поверхности, можно принять, что величина произведения $\rho\cdot k$ лежит в пределах от 0,1 (темный грунт, вода при сильном волнении) до 2 (снег, относительно спокойная водная поверхность). Коэффициент σ_a, характеризующий прозрачность атмосферы, зависит от длины волны и метеорологических условий; при чистой атмосфере (отсутствие облачности, тумана, дымки и т. п.) на волне излучения рубинового лазера (0,69 мкм) в среднем $\sigma_a=0{,}85$. Для меньших длин волн (например, для 2-й гармоники неодимовых лазеров, $\lambda=0{,}53$ мкм) из-за большего рассеяния величина σ_a несколько падает, для более длинных волн (например, $\lambda=1{,}06$ мкм) — возрастает.

Нет сомнения, что область применения импульсных лазерных дальномеров благодаря их быстрорастущей точности и малой подверженности помехам, создаваемым посторонним светом, будет в дальнейшем расширяться. Можно предвидеть, в частности, что и наземные фазовые геодезические светодальномеры с непрерывным излучением через некоторое время начнут испытывать конкуренцию со стороны импульсных лазерных дальномеров; предпосылками к этому служат такие научно-технические достижения, как развитие метода синхронизации мод в твердотельных лазерах, позволяющего генерировать импульсы длительностью 10^{-10}—10^{-12} с, создание сверхширокополосных фотодетекторов с инерционностью менее 10^{-10} с и разработка прецизионных измерителей временных интервалов. Промышленное освоение такой аппаратуры позволит создавать импульсные дальномеры с ошибкой измерения порядка нескольких миллиметров и даже долей миллиметра.

§ 15. ФАЗОВЫЕ СВЕТОДАЛЬНОМЕРЫ

Обобщенная блок-схема

Работа светодальномеров, использующих фазовый метод измерений, основана на принципах, изложенных в § 4. Вследствие малой расходимости излучения — с учетом влияния атмосферы и параметров аппаратуры — на другом конце измеряемой дистанции достаточно установить пассивный отражатель.

Обобщенная блок-схема фазового светодальномера показана на рис. 43. Излучаемый источником непрерывный световой поток пропускается через модулятор, который управляется напряжением от генератора с достаточно высокой стабильностью частоты и модулирует свет. Задаваемые этим генератором модуляционные частоты являются масштабными частотами (см. § 4). В светодальномерах применяются два вида модуляции света: поляризационная и амплитудная. Напомним, что при

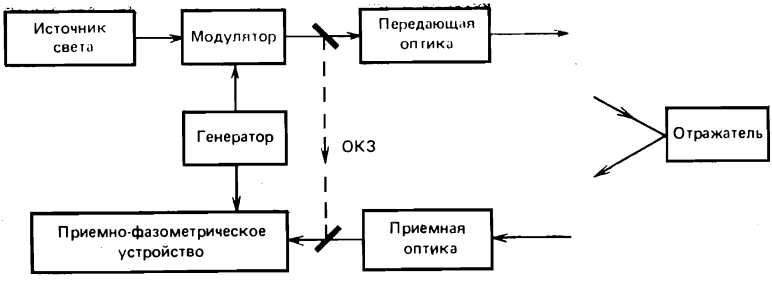


Рис. 43.
Обобщенная блок-схема светодальномера

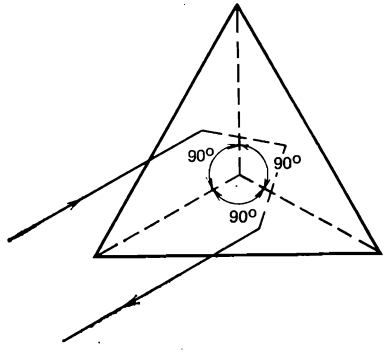


Рис. 44.
Ход луча в призменном отражателе

поляризационной модуляции периодически (с частотой модулирующего напряжения) изменяется состояние поляризации света, выходящего на дистанцию (форма эллипса поляризации), а при амплитудной модуляции периодически изменяется интенсивность света. При помощи оптической системы модулированный световой поток коллимируется и направляется на конечный пункт трассы. Оптическая система представляет собой линзовый или зеркальный телескоп, имеющий, несмотря на большое фокусное расстояние, небольшие размеры и массу. Модулированные колебания со скоростью света распространяются вдоль измеряемой дистанции. На удаленном ее конце свет отражается отражателем. В качестве отражателя можно использовать зеркала или зеркально-линзовые системы, однако чаще всего применяются уголковые призмы (трипель-призмы) с поперечником до 70 мм. Такая призма представляет собой стеклянную трехгранную пирамиду (тетраэдр), все три грани которой составляют между собой углы 90° (рис. 44). Свет входит со стороны основания пирамиды, последовательно отражается от всех трех граней и через основание выходит из отражателя. Замечательное свойство призменного отражателя состоит в том, что если углы между гранями точно равны 90°, выходящий из отражателя луч строго параллелен входящему, и свет отражается в том же направлении даже при развороте отражателя до 30°. Разумеется, отражатель не может быть изготовлен идеально; отклонение угла между гранями на 2″ может привести

к отклонению направления отраженного света на 10—12″, т. е. на 1 м при длине трассы 20 км. При коротких трассах отклонение может оказаться недостаточным для того, чтобы отраженный свет попал в приемную оптическую систему, если оси приемной и передающей систем разнесены (при длине линии 200 м отклонение составит 1 см). Поэтому для различных длин линий нередко применяют призмы с различными, специально изготовленными с отклонением от 90° углами или с оптическими клиньями, обеспечивающими необходимое разнесение световых пучков. Коаксиальная приемно-передающая оптическая система пригодна для измерения как больших, так и малых расстояний, однако обладает меньшей эффективной площадью апертуры.

Для больших расстояний используются отражатели в виде набора уголковых призм в общем корпусе.

В точке приема свет через приемную оптическую систему (см. рис. 43) попадает на приемно-фазометрическое устройство. Последнее в разных типах дальномеров может строиться различным образом, но с функциональной точки зрения оно обязательно содержит приемник света и фазометр с индикаторным устройством. В фазометре осуществляется измерение разности фаз двух сигналов, один из которых поступает от генератора непосредственно (опорный сигнал), а другой — после прохождения расстояния до отражателя и обратно. Фазометр может быть аналоговым или цифровым (стр. 159). Основной частью аналогового фазометра является фазовый детектор — устройство, выходной сигнал которого зависит от разности фаз, входных сигналов и, следовательно, от измеряемого расстояния.

В некоторых дальномерах прежних образцов индикация разности фаз производилась визуальным способом (по наблюдаемой глазом интенсивности света); в приемно-фазометрических устройствах современных приборов производится фотоэлектрическое преобразование светового сигнала при помощи фотоэлектронного умножителя (ФЭУ) или другого фотоприемника (см. § 13).

Из-за нестабильности электронных компонентов фазовый сдвиг сигналов за время измерений может меняться на величину, достигающую (в пересчете на расстояние) нескольких дециметров в час. Влияние этого фазового дрейфа компенсируется посредством включения линии оптического короткого замыкания (ОКЗ); выходящий из модулятора свет при помощи зеркал, призм или световодного кабеля направляется из передатчика сразу в приемник, минуя измеряемую дистанцию. Линия ОКЗ, называемая также оптической калибровочной линией, представляет собой своего рода «внутреннюю» дистанцию, встроенную в прибор, и поэтому может быть измерена таким же образом, как и «внешняя» дистанция. Влияние дрейфа компенсируется при определении разности длин «внешней» и «внутренней» дистанций (см. стр. 163), причем тем

лучше, чем короче промежуток времени между измерениями обеих дистанций. Быстрое чередование измерений можно осуществить, например, при помощи вращающегося обтюратора. В приборах ранних образцов переключение на линию ОКЗ обычно производится вручную, а разность между «внешней» и «внутренней» дистанциями вычисляется в полевом журнале. В современных приборах этот процесс автоматизирован (включая определение разности).

Все многообразие светодальномерных схем в принципе можно свести к двум основным типам. Схемы первого типа характеризуются тем, что фазовое детектирование производится *на той же высокой частоте,* с которой модулируется свет. Схемы второго типа — это схемы *с преобразованием частоты,* т. е. гетеродинные схемы. В этом случае фазовые измерения выполняются на частоте, которая намного ниже частоты модуляции, света и образуется при помощи гетеродинирования (см. § 1, стр. 16—17).

Варианты схем с фазовым детектированием на частоте модуляции света

Фазовое детектирование на частоте модуляции может осуществляться либо в устройстве, аналогичном модулятору света, либо в фотоприемнике. В первом случае схема имеет, как правило, «симметричное» построение и часто называется схемой *с синхронной демодуляцией.*

Схема с синхронной демодуляцией в устройстве, аналогичном модулятору света. Такая схема в принципе была применена еще в 1928 г. Каролюсом и Миттельштедтом для определения скорости света и затем была положена в основу широко распространенного в свое время советского визуального светодальномера СВВ-1, послужившего прототипом для всех разработанных позднее визуальных светодальномеров (дальномеры серий СТ, ТД, «Кристалл»). В настоящее время дальномеры с синхронной демодуляцией имеют фотоэлектрический приемник света. В качестве примера можно назвать дальномеры СГ-3, ДВСД-1200 (СССР), Мекометр ME 3000 (Швейцария).

Обобщенная блок-схема рассматриваемого варианта соответствует рис. 45. Основным в этой схеме является то, что модулирующее напряжение от генератора синхронно подается на модулятор света и на фазовый детектор (демодулятор), в качестве которого используется точно такое же устройство, как и модулятор. Если дальномер имеет плавное изменение частоты генератора (в частности, все визуальные дальномеры), то в схему вводится частотомер (показан на рис. 45 пунктиром). Если же дальномер работает на фиксированных частотах, то вместо частотомера обычно вводится оптическая линия задержки (ОЛЗ) переменной длины (причем она может быть введена либо в приемный, либо в передающий тракт — в прин-

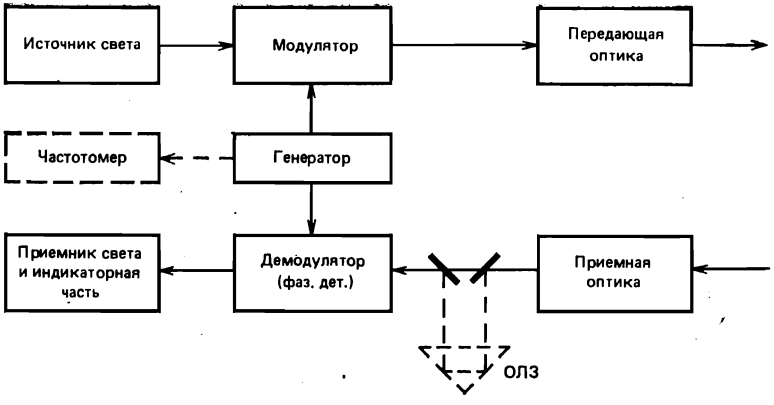


Рис. 45.
Обобщенная схема построения светодальномера с синхронной демодуляцией в устройстве, аналогичном модулятору света

ципе это не имеет значения; на рис. 45 ОЛЗ показана в приемном тракте). Оптической линии короткого замыкания (ОКЗ) не требуется. Индикаторная часть схемы может строиться различным образом, ее устройство здесь несущественно. (В простейшем случае, когда дальномер — визуальный, приемником света и одновременно индикатором является просто глаз наблюдателя.) Наконец, возможны модификации рассматриваемой схемы, в которых модуляция и фазовое детектирование происходят в одном и том же устройстве, служащем модулятором при передаче и демодулятором при приеме; при этом передающая и приемная оптические системы также совмещены. Эти технические варианты построения схемы не меняют ее существа с точки зрения принципа работы.

В схеме с синхронной демодуляцией, как правило, модулятором и демодулятором служат электрооптические устройства — ячейки Керра или ячейки Поккельса. Рассмотрим теорию работы схемы в наиболее общем виде, справедливом при использовании любого из указанных электрооптических устройств, а также независимо от того, какая применена регистрация света — визуальная или фотоэлектрическая.

Обычно используется такое взаимное расположение электрооптических ячеек, которое позволяет реализовать так называемый компенсационный способ экстремума (КСЭ). Передающая ячейка (модулятор) состоит (рис. 46, *а*) из поляризатора $П$ и электрооптического элемента K_1*, а приемная ячейка (демодулятор) — из электрооптического элемента K_2 и анализатора A. Электрооптические элементы K_1 и K_2 — это либо конденсаторы

* Если излучение источника света линейно поляризовано (лазер), то надобность в поляризаторе отпадает.

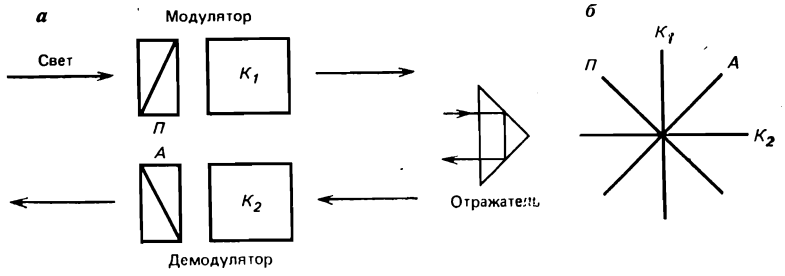


Рис. 46.
Расположение элементов электрооптических ячеек (а) и направление осей пропускания поляроидов и электрических полей электрооптических элементов (б)

Керра с нитробензолом, либо электрооптические кристаллы (например, типа KDP); поляризатор и анализатор — это совершенно одинаковые поляризационные призмы (типа призмы Николя) или, гораздо чаще, пленочные поляроиды. Поляроиды и электрооптические элементы устанавливаются так, что оси пропускания поляроидов *П* и *А* (т. е. направления, в которых они линейно поляризуют свет) взаимно перпендикулярны, а направления оптических полей в K_1 и K_2 также взаимно перпендикулярны, но образуют с осями пропускания поляроидов углы 45° (рис. 46, *б*).

Нетрудно видеть, что такая система из двух поляроидов и двух электрооптических элементов отличается от амплитудного модулятора света (см. § 12, рис. 34) только наличием второго электрооптического элемента, удаленного от первого на расстояние $2D$ и развернутого относительно него на 90°. Для амплитудного электрооптического модулятора интенсивность выходящего излучения определяется общим соотношением (см., например, формулу (3.7)

$$I = I_0 \sin^2 \frac{\psi}{2}, \tag{3.22}$$

где I_0 — интенсивность линейно поляризованного излучения, входящего в электрооптический элемент; ψ — разность фаз двух ортогонально поляризованных составляющих на выходе электрооптического элемента. Эта разность фаз зависит от приложенного напряжения и равна $\pi \dfrac{U}{U_{\lambda/2}} + \text{const}$ при эффекте Поккельса и $\pi \left(\dfrac{U}{U_{\lambda/2}}\right)^2$ при эффекте Керра ($U_{\lambda/2}$ — полуволновое напряжение, см. § 12), так что в обобщенной записи ее можно представить функцией $\psi(U^n)$, где n равно 1 или 2, и, следовательно, формулу (3.22) переписать в виде

$$I = I_0 \sin^2 \left[\frac{1}{2} \psi \left(U^n\right)\right]. \tag{3.23}$$

Как изменится эта формула при введении в амплитудный модулятор второго электрооптического элемента, развернутого на 90°? Изменение направления электрического поля на 90° во втором элементе по отношению к первому приведет к тому, что та из ортогонально поляризованных составляющих, которая в первом элементе распространялась с большей скоростью и, следовательно, опережала по фазе другую составляющую, во втором элементе будет распространяться с меньшей скоростью и отставать по фазе от другой составляющей, и наоборот. Вследствие этого разность фаз между составляющими ψ_2, приобретенная во втором элементе, будет противоположна по знаку разности фаз ψ_1, приобретенной в первом элементе. Оба электрооптических элемента можно представить одним эквивалентным элементом со сдвигом фаз между составляющими ψ, равным алгебраической сумме сдвигов фаз в обоих элементах. Поэтому в нашем случае

$$I = I_0 \sin^2\left(\frac{\psi_1}{2} - \frac{\psi_2}{2}\right) = I_0 \sin^2\frac{1}{2}[\psi(U_1^n) - \psi(U_2^n)]. \quad (3.24)$$

К обоим электрооптическим элементам прикладывается напряжение от одного и того же генератора. Пусть это напряжение имеет вид $U(t) = U_0 + U_m \sin\omega t$. Однако необходимо учесть, что свет попадает во второй электрооптический элемент через промежуток времени $\tau_{2D} = 2D/v$ после выхода из первого элемента. Этот сдвиг по времени эквивалентен (с точки зрения влияния на конечный результат) сдвигу фазы $\varphi_{2D} = \omega\tau_{2D}$ напряжения, поступающего на второй элемент, т. е. можно записать: $U_1 = U_0 + U_m \sin\omega t$, $U_2 = U_0 + U_m \sin(\omega t - \varphi_{2D})$, и тогда (3.24) приобретает вид

$$I(t) = I_0 \sin^2\frac{1}{2}\{\psi(U_0 + U_m \sin\omega t)^n - \psi[U_0 + U_m \sin(\omega t - \varphi_{2D})]^n\}. \quad (3.25)$$

Таким образом, световой поток, прошедший через всю систему и поступающий на приемник, описывается выражением (3.25). Этот поток, как мы видим, изменяется во времени с частотой модуляции ω. Инерционный индикатор дальномера, постоянная времени которого значительно больше периода модуляции, реагирует *на среднее за период* $T = 2\pi/\omega$ *значение светового потока*, т. е. на величину

$$\bar{I} = \frac{1}{T}\int_0^T I_0(t)\,dt = \frac{I_0}{T}\int_0^T \left\{\sin^2\frac{1}{2}\{\psi(U_0 + U_m \sin\omega t)^n - \psi[(U_0 + U_m \sin(\omega t - \varphi_{2D})]^n\}\right\} dt. \quad (3.26)$$

Из (3.26) видно, что зависимость I от φ_{2D} весьма сложна, но при этом имеет место одно характерное обстоятельство: если $\varphi_{2D} = 2\pi N$, где $N = 0, 1, 2, \ldots$, то $I = 0$. Следовательно, если ка-

ким-то образом плавно изменять φ_{2D} и следить при этом за интенсивностью света, то в момент нулевой интенсивности искомая разность фаз φ_{2D} окажется приведенной к значению $2\pi N$.

Техническое осуществление этой процедуры зависит от того, какой мы имеем дальномер — с переменной частотой модуляции или с фиксированными частотами.

В *дальномере с переменной частотой* требуемое соотношение $\varphi_{2D}=2\pi N$ (это соотношение часто называют *целочисленным условием*) устанавливается изменением частоты модуляции f. Так как всегда $\varphi_{2D}=2\pi f\tau_{2D}$ и $\tau_{2D}=2D/v$, то целочисленное условие записывается в виде

$$2\pi f\frac{2D}{v}=2\pi N, \tag{3.27}$$

откуда

$$D=\frac{v}{2f}N=\frac{\lambda}{2}N. \tag{3.28}$$

В дальномере с фиксированными частотами соотношение $\varphi_{2D}=2\pi N$ достигается изменением самой величины φ_{2D} посредством изменения пути света в оптической линии задержки*. Если считать, что при этом φ_{2D} изменяется на $\Delta\varphi$, получим равенство

$$2\pi f\frac{2D}{v}+\Delta\varphi=2\pi N, \tag{3.29}$$

откуда

$$D=\frac{v}{2f}N+l=\frac{\lambda}{2}N+l, \tag{3.30}$$

где $l=-\frac{v}{2f}\cdot\frac{\Delta\varphi}{2\pi}$ — сдвиг $\Delta\varphi$, выраженный в линейной мере и определяемый отсчетом по ОЛЗ.

Таким образом, измерив либо частоту модуляции f, либо изменение фазы в линейной мере l, при которых наступает нулевая интенсивность света на выходе демодулятора, можно вычислить расстояние D; при этом для определения целого числа N такие измерения должны быть выполнены как минимум на двух различных частотах в дальномере с переменной частотой и на двух или более фиксированных частотах в дальномере второго типа (см. § 4).

На практике из-за неизбежного различия параметров модулятора и демодулятора и неточной их установки получается не нулевая, а некоторая минимальная интенсивность света при целочисленном условии.

Компенсационный способ экстремума, описанный выше, относится к так называемым *экстремальным* способам измерений,

---

* При этом длина ОЛЗ должна составлять не менее $\lambda/2$ при экстремальных или $\lambda/4$ при равносигнальных (см. ниже) способах измерений, что ограничивает применение ОЛЗ при не слишком высоких частотах модуляции.

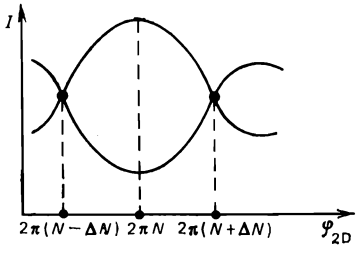


Рис. 47.
Нулевой способ измерений

при которых фиксируется минимум или максимум сигнала.

В схеме рассмотренного типа может быть также использован компенсационный *нулевой (равносигнальный)* способ измерений, который часто называют способом сравнения. При этом способе после демодулятора образуются *два* световых сигнала, создаваемых обычно поляризационными методами (например, расщеплением на два световых пучка с ортогональными поляризациями при помощи установленной после демодулятора двулучепреломляющей пластинки). Интенсивность этих сигналов при изменении частоты или расстояния, т. е. при изменении измеряемой разности фаз φ_{2D}, изменяется в *противофазе* (рис. 47). При $\varphi_{2D}=2\pi N$ интенсивность одного из сигналов минимальна, а другого — максимальна; если разность фаз сдвигается от значения $2\pi N$, интенсивность одного из сигналов будет возрастать, а другого — убывать, и при некотором значении разности фаз интенсивности обоих сигналов станут равными. Из рис. 47 видно, что это происходит в точках, симметричных относительно значения $2\pi N$ на фазовой оси; в одной из них разность фаз будет $2\pi(N-\Delta N)$, а в другой $2\pi(N+\Delta N)$. Поэтому, если фиксировать две эти точки, т. е. изменять частоту (в дальномерах с переменной частотой модуляции) или фазу (в дальномерах с фиксированными частотами) до момента равенства интенсивностей сигналов последовательно в двух смежных точках, то среднее из отсчетов частоты или длины ОЛЗ в двух этих точках будет соответствовать целочисленному условию $\varphi=2\pi N$. Такой способ называется нулевым, поскольку фиксируются точки, в которых разность интенсивностей двух противофазных сигналов равна нулю. Нулевой способ повышает точность фиксации разности фаз в 2—3 раза по сравнению с компенсационным способом экстремума.

Схема с фазовым детектированием в фотоумножителе на частоте модуляции используется значительно реже, чем схема с синхронным фазовым детектированием в оптическом демодуляторе. Она применялась главным образом в фотоэлектрических дальномерах прежних выпусков — в дальномере ЭОД-1 (СССР), в геодиметрах первых моделей (Швеция), хотя иногда кладется в основу построения и более поздних приборов (советский дальномер МСД-1М). Модулирующее напряжение от генератора подается на модулятор света * и на фотоумножитель,

* Если источник света — полупроводниковый излучатель, модулирующее напряжение подается непосредственно на него (внутренняя модуляция).

который здесь является одновременно приемником света и фазовым детектором. В этой схеме, так же как и в схеме с оптическим демодулятором, может использоваться как плавное изменение частоты генератора, так и фиксированные частоты; в первом случае необходим частотомер, а во втором случае, более распространенном, опорное напряжение обычно подается на ФЭУ через фазовращатель. (Заметим, что с принципиальной точки зрения при фиксированных частотах роль фазовращателя может играть ОЛЗ.) Опорное напряжение выгодно прикладывать к ФЭУ при помощи внешнего электрода — диска с отверстием или проводящего слоя, напыленного на торец баллона ФЭУ со стороны фотокатода, так что фазовое детектирование происходит в прикатодном пространстве фотоумножителя, т. е. до того, как свет выбивает из катода фотоэлектроны, и поэтому время их пролета не входит в выражение для продетектированного сигнала. Это выражение для среднего за период модуляции значения тока на выходе ФЭУ имеет вид

$$I = A + B\cos\omega\tau_{2D}, \tag{3.31}$$

где A и B — постоянные (для конкретного случая) величины.

Сигнал вида (3.31) подается на индикаторное устройство, которое для повышения точности обычно строится по схеме амплитудного синхронного детектирования, с применением фазовой манипуляции (периодической переброски фазы сигнала в опорном или сигнальном канале на 180°). При этом ток I на выходе ФЭУ периодически меняет свою величину с низкой частотой переброски фазы (десятки герц), т. е. становится пульсирующим, и амплитуда пульсации зависит от разности фаз в опорном и сигнальном каналах. Изменяя эту разность фаз фазовращателем, можно добиться прекращения пульсаций, что обнаруживается по нулевому показанию индикатора. В этот момент будет справедливо условие

$$\varphi_{2D} + \Delta\varphi = \pi\left(N + \frac{1}{2}\right), \tag{3.32}$$

где $\Delta\varphi$ — фазовый сдвиг, внесенный фазовращателем. Из (3.32) с учетом соотношения

$$\varphi_{2D} = 2\pi f\frac{2D}{v} \tag{3.33}$$

получим

$$D = \frac{v}{4f}\left(N + \frac{1}{2}\right) + l, \tag{3.34}$$

где

$$l = -\frac{v}{2f} \cdot \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \tag{3.35}$$

— отсчет по фазовращателю, выраженный в линейной мере *.

Гетеродинная схема

Наиболее часто встречающаяся схема построения гетеродинного светодальномера иллюстрируется рис. 48, *а*. Основным в этой схеме является то, что на модулятор и на фотоприемник (ФЭУ) подаются сигналы различных (но близких) частот — на модулятор сигнал частоты $\omega_м$ от основного генератора, а на ФЭУ — сигнал частоты $\omega_г$ от вспомогательного генератора (гетеродина). В такой схеме ФЭУ является одновременно приемником света и смесителем (сигнал от гетеродина подается, как правило, на внешний электрод ФЭУ, и смешение происходит в прикатодном пространстве). После ФЭУ выделяется (например, при помощи избирательного усилителя) сигнал низкой разностной частоты, фаза которого сравнивается с фазой опорного сигнала той же низкой частоты, полученной смешением сигналов от генератора и гетеродина в отдельном смесителе.

Пусть генератор модулирующего сигнала вырабатывает напряжение вида

$$U_{мод} = U_м \sin(\omega_м t + \varphi_м). \tag{3.36}$$

Для простоты анализа будем считать, что под действием этого напряжения выходящий из модулятора световой поток Φ изменяется по тому же синусоидальному закону

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_м \sin(\omega_м t + \varphi_м). \tag{3.37}$$

Кроме пренебрежения высшими гармониками в выражении для модулированного светового потока, мы также сознательно не обращаем пока внимания на задержки сигнала, обусловленные временем его прохождения от генератора до модулятора и инерционностью самого модулятора света. Далее в нашем анализе мы также не будем учитывать задержки сигнала в аппаратуре (как не учитывали их при рассмотрении предыдущих типов схем). На главный результат, который мы хотим продемонстрировать, это не повлияет, но сделает изложение более простым и наглядным. Вопрос об учете задержек сигнала для всех типов схем будет рассмотрен отдельно (стр. 161).

---

* Иногда фазовращатель не снабжают отсчетной шкалой, а вводят дополнительно линию ОКЗ переменной длины (дальномер МСД-1М). В этом случае для определения $\Delta\varphi$ необходимо, установив нулевое показание индикатора фазовращателем, переключить свет на ОКЗ и изменением ее длины вновь добиться нулевого показания индикатора; величина l определяется отсчетом по ОКЗ.

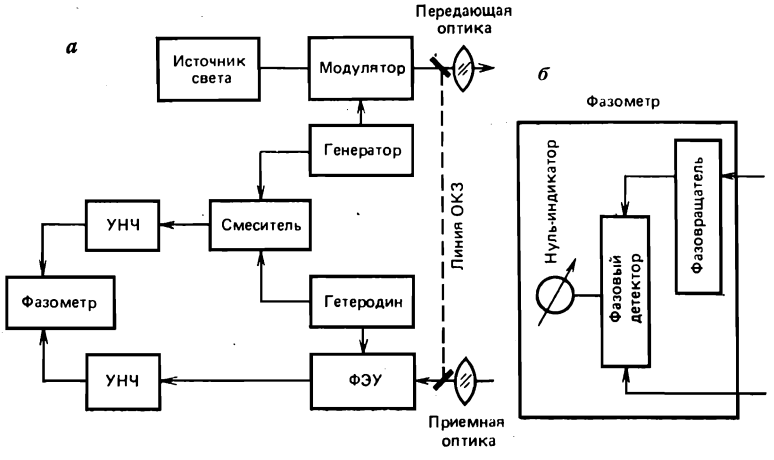


Рис. 48.
Гетеродинная схема:
а — общая блок-схема; *б* — фазометр компенсационного типа

Вернувшийся с дистанции и принимаемый фотоприемником световой поток, очевидно, будет равен

$$\Phi_{\text{пр}} = \Phi_0 + \Phi_{\text{м}} \sin(\omega_{\text{м}} t + \varphi_{\text{м}} - \varphi_{2D}). \tag{3.38}$$

Пусть, далее, гетеродин вырабатывает напряжение вида

$$U_{\text{гет}} = U_{\text{г}} \sin(\omega_{\text{г}} t + \varphi_{\text{г}}). \tag{3.39}$$

Под действием этого напряжения чувствительность ФЭУ, которую обозначим через γ, меняется по тому же закону, т. е.

$$\gamma = \gamma_0 + \gamma_{\text{г}} \sin(\omega_{\text{г}} t + \varphi_{\text{г}}). \tag{3.40}$$

Мгновенное значение фототока на выходе ФЭУ определяется произведением мгновенных величин светового потока и чувствительности

$$\begin{aligned} i_{\text{ФЭУ}} = \Phi_{\text{пр}} \cdot \gamma = [\Phi_0 + \Phi_{\text{м}} \sin(\omega_{\text{м}} t + \varphi_{\text{м}} - \varphi_{2D})] \times \\ \times [\gamma_0 + \gamma_{\text{г}} \sin(\omega_{\text{г}} t + \varphi_{\text{г}})] = \Phi_0 \gamma_0 + \Phi_{\text{м}} \gamma_0 \times \\ \times \sin(\omega_{\text{м}} t + \varphi_{\text{м}} - \varphi_{2D}) + \Phi_0 \gamma_{\text{г}} \sin(\omega_{\text{г}} t + \varphi_{\text{г}}) + \\ + \frac{1}{2} \Phi_{\text{м}} \gamma_{\text{г}} \cos[(\omega_{\text{м}} - \omega_{\text{г}}) t + (\varphi_{\text{м}} - \varphi_{\text{г}}) - \varphi_{2D}] - \\ - \frac{1}{2} \Phi_{\text{м}} \gamma_{\text{г}} \cos[(\omega_{\text{м}} + \omega_{\text{г}}) t + (\varphi_{\text{м}} + \varphi_{\text{г}}) - \varphi_{2D}]. \end{aligned} \tag{3.41}$$

Из сигнала (3.41) избирательный усилитель низкой частоты пропускает только составляющую разностной частоты $\Omega = |\omega_{\text{м}} - \omega_{\text{г}}|$

$$i_\Omega = \frac{1}{2}\Phi_м\gamma_г \cos[\Omega t + (\varphi_м - \varphi_г) - \varphi_{2D}], \qquad (3.42)$$

которая поступает на один вход фазометра. На другой его вход поступает сигнал, получаемый гетеродинированием в отдельном смесителе. На смеситель подаются напряжения (3.36) и (3.39) от генератора и гетеродина. Смеситель имеет нелинейную вольт-амперную характеристику, обычно представляемую полиномом вида $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \ldots$, где a_0, a_1, a_2, ... — постоянные коэффициенты. Обычно достаточно ограничиться квадратичным членом. Подставляя в эту характеристику в качестве напряжения u сумму смешиваемых напряжений (3.36) и (3.39), получаем для тока на выходе смесителя

$$i_{см} = a_0 + a_1[U_м \sin(\omega_м t + \varphi_м) + U_г \sin(\omega_г t + \varphi_г)] + \\ + a_2[U_м \sin(\omega_м t + \varphi_м) + U_г \sin(\omega_г t + \varphi_г)]^2. \qquad (3.43)$$

Квадратичный член этого выражения содержит, в частности, составляющую разностной частоты Ω (образуемую от перемножения двух синусов при раскрытии квадрата). Эта составляющая имеет вид

$$i'_\Omega = a_2 U_м U_г \cos[\Omega t + (\varphi_м - \varphi_г)]. \qquad (3.44)$$

Она выделяется усилителем низкой частоты и подается на фазометр.

Таким образом, на фазометр поступают сигналы (3.42) и (3.44) низкой частоты Ω. Нетрудно видеть, что они различаются по фазе на φ_{2D}. Следовательно, в гетеродинном светодальномере низкочастотный фазометр позволяет измерить сдвиг фаз $\varphi_{2D} = \omega_м \tau_{2D}$, относящийся к высокой частоте модуляции $\omega_м$.

Измерение разности фаз может быть выполнено, в частности, компенсационным нулевым методом; в этом случае фазометр состоит из фазового детектора, фазовращателя и нуль-индикатора (рис. 48, *б*). Выходной сигнал фазового детектора в такой схеме пропорционален косинусу разности фаз входных сигналов и, следовательно, будет равен нулю при приведении разности фаз к значению $\frac{\pi}{2} + \pi N$. Поэтому, изменяя разность фаз φ_{2D} фазовращателем на такую величину $\Delta\varphi$, чтобы индикатор показывал нуль, получаем условие

$$\varphi_{2D} + \Delta\varphi = \pi\left(N + \frac{1}{2}\right),$$

идентичное условию (3.32) для схемы предыдущего типа. Следовательно, формула для расстояния будет иметь вид (3.34)

$$D = \frac{v}{4f}\left(N + \frac{1}{2}\right) + l.$$

Техника фазовых измерений

Фазовые измерения в светодальномерах производятся аналоговым или цифровым методом.

Аналоговые измерения выполняются, как правило, компенсационными методами, с сущностью которых читатель уже знаком из материала предыдущего раздела. Компенсация подлежащей измерению разности фаз до определенного значения производится при помощи фазовращателя или оптической линии задержки переменной длины (а в дальномерах с переменной частотой — изменением частоты). Оптическую линию задержки (ОЛЗ) применяют при достаточно высокой частоте модуляции света. Обычно это призменная система, удлиняющая ход луча и установленная в приемной или передающей оптике на пути светового пучка. Изменение длины ОЛЗ производится перемещением призмы вручную или автоматически.

Большинство приборов с частотой модуляции в диапазоне 10—30 МГц содержит электрические фазовращатели индукционного типа. Индукционный фазовращатель — это своеобразный трансформатор с подвижной (вращающейся) вторичной обмоткой (рис. 49). Неподвижная часть — статор — содержит две ортогонально расположенные обмотки L_1 и L_2, питаемые переменными напряжениями, одинаковыми по амплитуде, но сдвинутыми по фазе на 90°. С подвижной обмотки L_3 (ротора) снимается напряжение, сдвиг фазы которого относительно напряжения в статорной обмотке L_1 определяется углом поворота ротора. Иногда ротор также имеет две ортогональные обмотки, с которых снимаются напряжения в квадратуре (т. е. отличающиеся по фазе на 90°). Ось фазовращателя соединяется с отсчетным лимбом (шкала которого может быть проградуирована в условных делениях или непосредственно в единицах расстояния) или с механическим цифровым счетчиком.

Аналоговое измерение сдвига фаз позволяет получить разрешающую способность около $^1/_{3000}$ от длины волны модуляции.

При цифровых (дискретных) фазовых измерениях разность фаз между опорным и измерительными сигналами представляется в виде *числа импульсов*. Исходные синусоидальные сигналы при помощи триггеров преобразуются в прямоугольные импульсы (рис. 50). Передним фронтом сформированного триггером импульса опорного сигнала открывается ключ, создающий измерительный интервал (интервал счета), а передним фронтом измерительного сигнала этот ключ закрывается. Таким образом, ключ оказывается открытым на время τ, соответствующее измеряемому фазовому сдвигу $\varphi = \Omega\tau$ (Ω — частота поступающих на фазометр сигналов). В то вермя, когда ключ открыт, он пропускает на электронный считчик равноотстоящие друг от друга по времени *счетные импульсы,* которые либо формируются непосредственно из модулирующего сигнала с использованием делителей частоты, либо генерируются отдельным

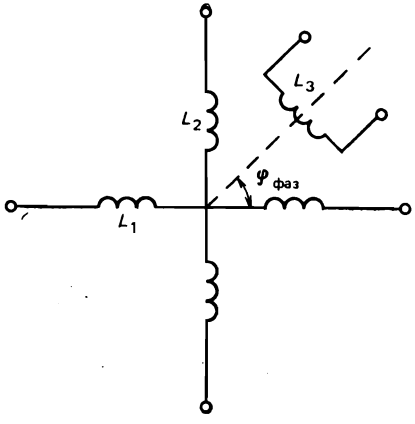


Рис. 49. ↑
Схема индукционного фазовращателя

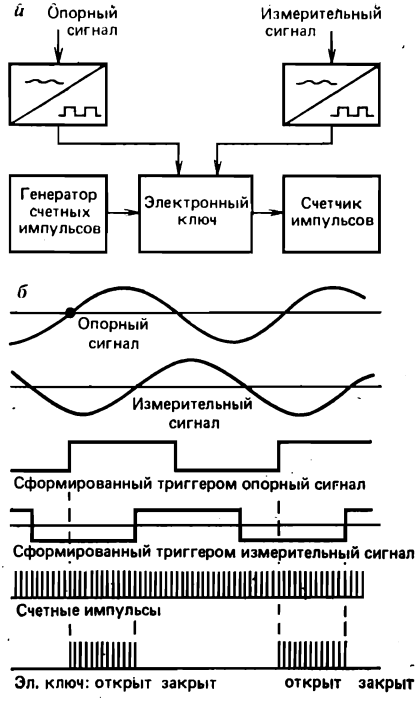


Рис. 50. →
Цифровой метод измерения разности фаз:
а — блок-схема цифрового фазометра; *б* — временная диаграмма сигналов

стабилизированным импульсным генератором. Интервал времени τ определяется по числу m подсчитанных счетчиком импульсов как $\tau = m \cdot T_{сч}$, где $T_{сч}$ — период следования счетных импульсов.

В дальномерах счетчик цифрового фазометра удобно градуировать не во временной или фазовой мере, а сразу в единицах расстояния. Это достигается тем, что частоту следования счетных импульсов $f_{сч}$ выбирают численно равной половине скорости света $v/2$ (в определенных асмосферных условиях) *. Действительно, так как линейная величина равна $(v/2)\tau$, а $\tau = mT_{сч} = m/f_{сч}$, то при $f_{сч} = v/2$ число импульсов m будет выражать собой непосредственно линейную величину. Для обеспечения десятичной системы отсчета частота счетных импульсов $f_{сч}$ должна быть связана с частотой $\Delta f = \Omega/2\pi$ поступающих на фазометр сигналов соотношением

$$f_{сч} = 10^k \Delta f, \qquad (3.45)$$

где k — целое число. Обычно $k = 3$, что обеспечивает точность результата до 0,001 от масштабной единицы длины, т. е. от

* Если частота $f_{сч}$ получается делением модулирующей частоты $f_м$, то указанное условие предъявляет соответствующие требования и к выбору значения $f_м$.

половины длины волны модуляции. При типичной частоте модуляции около 15 МГц ($\lambda/2=10$ м) это дает 1 см; при этом, если измерение разности фаз производится на низкой частоте $\Delta f=1{,}5$ кГц, необходима частота следования счетных импульсов $f_{сч}=1{,}5$ МГц.

Для повышения точности производится не однократное, а многократное измерение разности фаз (например, 1000 отдельных измерений, быстро следующих друг за другом в течение примерно 10 с), и результаты измерений осредняются. Осредненный по многим измерениям результат выдается на электронное цифровое табло на один разряд точнее, т. е. окончательная точность получается 0,0001 от $\lambda/2$, или от длины волны модуляции (в приведенном выше примере — 1 мм).

Цифровые фазовые измерения обладают следующими достоинствами:

— более высокой точностью по сравнению с аналоговыми измерениями;

— высокой стабильностью при изменении внешних условий;

— удобством считывания и регистрации;

— возможностью сравнительно простого ввода результатов измерений в систему последующей обработки (в частности, в ЭВМ) и, следовательно, пригодностью для использования в системах широкой автоматизации геодезических измерений.

Учет аппаратурных задержек сигнала. Постоянная поправка * и ее контроль

При рассмотрении различных типов схем дальномеров мы для простоты пренебрегали временными (фазовыми) задержками сигнала в аппаратуре, полагая, что мы получаем из измерений неискаженную величину $\tau_{2D}=2D/v$ и соответственно разность фаз $\varphi_{2D}=\omega\tau_{2D}$. На самом деле это не так.

При прохождении светового луча в стекле оптических систем, различного рода оптических элементах (включая модулятор света и оптический демодулятор) скорость его меньше, чем при распространении в воздухе, и, следовательно, возникает дополнительная задержка по времени и соответственно по фазе, эквивалентная удлинению измеряемого расстояния.

При прохождении электрических сигналов по различным цепям также возникают временные задержки. При этом задержки в общем случае различны в электрических цепях опорного и дистанционного трактов.

Кроме того, измеряемая разность фаз, которая по смыслу должна соответствовать удвоенному расстоянию между конечными точками измеряемой линии, закрепленными на местности, при измерениях оказывается отнесенной к «аппаратурному»

* В настоящее время все чаще употребляют термин «приборная поправка».

пути — к расстоянию «модулятор — отражающая поверхность отражателя — фазовый детектор». Дальномер и отражатель центрируются над концами измеряемой линии вертикальными осями вращения, как правило, не совпадающими с плоскостями указанных элементов прибора. Кроме того, при зеркальной оптике путь луча удлиняется за счет отражения. Вследствие этого результат измерений отличается от правильного на дополнительную величину чисто геометрического происхождения.

Указанные обстоятельства приводят к тому, что если измерить светодальномером базис точно известной длины, то измеренное значение будет отличаться от «истинного» на некоторую величину, которую мы обозначим через K. Эта величина получила название постоянной поправки светодальномера. Как следует из сказанного выше, ее в общем случае можно рассматривать состоящей из трех составляющих — геометрической, оптической и электрической. В то время как геометрическая и оптическая составляющие определяются конструкцией оптико-механической части прибора и в ряде случаев могут быть достаточно надежно определены расчетным путем, электрическая составляющая, связанная с задержками сигнала в электрических цепях, практически не поддается расчету и, что весьма существенно, она не остается постоянной во времени. Это происходит потому, что электрические параметры схемы зависят от многих нестабильных факторов — температуры, влажности, частоты и т. п. Поэтому необходимо принять меры к тому, чтобы исключить или свести к минимуму влияние нестабильной электрической составляющей на результаты измерений.

Известны два способа решения этой задачи. Первый способ относится к дальномерам с оптическим демодулятором (приборы с синхронной демодуляцией) и сводится к определенному конструктивному выполнению прибора — созданию так называемой симметричной схемы, в которой пути прохождения электрических и оптических сигналов в передающем и приемном каналах дальномера одинаковы. Для этого должны быть конструктивно одинаковы модулятор и демодулятор, а также электрические цепи, по которым к ним подводится сигнал от генератора модулирующего напряжения. Для достижения наиболее полной симметричности схемы требуется тщательный подбор модулятора и демодулятора по параметрам и особая тщательность монтажа высокочастотных цепей. Однако подобрать модулятор и демодулятор с абсолютно одинаковыми параметрами практически невозможно. Поэтому наилучшим является вариант симметричной схемы, называемый схемой с совмещенными трактами, когда используется одно и то же устройство в качестве модулятора при передаче и в качестве демодулятора (фазового детектора) при приеме. В этом случае достигается полная идентичность электрических и оптических характеристик модулятора и демодулятора. Поскольку измеряемая разность фаз содержит разность фазовых задержек в модуляторе

и фазовом детекторе, в такой схеме электрическая составляющая постоянной поправки будет равна нулю при любых условиях *.

Схема с симметричными или совмещенными трактами — схема с синхронной демодуляцией — применяется, в частности, во всех светодальномерах с плавным изменением частоты.

В светодальномерах, не имеющих оптического фазового детектора, изложенный способ неприменим. В них задача стабилизации постоянной поправки решается по-другому — применением оптической калибровочной линии — той самой линии оптического короткого замыкания (ОКЗ), о которой вкратце уже говорилось при пояснении обобщенной блок-схемы светодальномера (рис. 43, стр. 148). По этой линии можно направить свет из модулятора сразу на приемник, минуя измеряемую дистанцию.

Смысл применения оптической линии сводится к тому, что фазовые задержки электрического происхождения будут одинаковы при работе на дистанцию и работе на оптическую линию (при условии, что измерения дистанции и оптической линии не разделены большим промежутком времени), и, следовательно, в разности этих двух измерений будут исключены.

Оптическую линию конструируют таким образом, чтобы при ее измерении соблюдалось условие $N=0$ при любой возможной в дальномере частоте модуляции. При нулевом методе измерений это означает, что достаточна наибольшая длина оптической линии, равная четверти длины волны модуляции.

Применение оптической линии в значительной степени стабилизирует постоянную поправку светодальномера. В автоматизированных приборах значение постоянной поправки закладывается в память вычислительного устройства и автоматически вводится в результат измерения расстояния. Однако во многих случаях по ряду неучтенных обстоятельств поправка не остается строго постоянной в течение длительного времени. Поэтому ее приходится периодически контролировать путем измерения линии известной длины (эталонного базиса) или измерения неизвестного расстояния по частям.

Исследования светодальномерной аппаратуры

Цель исследований светодальномеров обычно состоит в том, чтобы проверить, соответствуют ли их параметры, и в первую очередь точность, заданным требованиям. Для повышения точности измерений, особенно при проведении специальных работ,

* Отметим попутно, что схема с совмещенными трактами требует оптической развязки передающего и приемного каналов, так как часть излучения, направляемого на дистанцию, отражается от элементов совмещенной оптической системы (в том числе и от модулятора) и может попадать на приемник, создавая в нем паразитную засветку. Развязка обычно осуществляется поляризационными методами.

важно исследовать источники систематических ошибок и по возможности учесть их влияние на результаты измерений. Кроме того, в процессе исследований контролируются такие качества прибора, как надежность, стабильность работы и т. п.

Прежде всего, как и при исследовании других геодезических приборов [9], производится проверка правильности функционирования аппаратуры. Далее выполняется определение важнейших параметров светодальномера и контроль их величин. Эта работа включает в себя:

— эталонирование масштабных частот;
— определение постоянной поправки прибора;
— исследование циклических ошибок;
— исследование фазовой неоднородности модулированного пучка излучения.

Эталонирование масштабных частот. Оно заключается в проверке соответствия значений масштабных частот паспортным данным (номиналам) и, при необходимости, в установке их в номинал. Если в дальномере не предусмотрена возможность такой установки, то в случае отклонения частот от номинала в измеренные расстояния приходится вводить соответствующие поправки.

Для эталонирования используются универсальные электронные частотомеры, содержащие термостатированный кварцевый генератор весьма высокой стабильности. В дальномерах новых типов имеется специальный разъем для подключения кабеля, соединяющего прибор с частотомером. Если это не предусмотрено, то можно, например, при помощи установленной перед прибором на расстоянии 0,5—1 м собирающей линзы направить выходящее из него излучение на установленный в фокальной плоскости линзы фотодиод и сигнал от него подвести к частотомеру. При номинальном значении частоты f_0 и измеренном (действительном) значении f выражение для масштабного коэффициента имеет вид

$$K_м = \left(1 + \frac{f_0 - f}{f}\right). \qquad (3.46)$$

На эту величину надо умножить значение расстояния, измеренного на данной частоте.

Другая возможность контроля масштабного коэффициента светодальномера без измерения частоты состоит в измерении линий известной длины (в особенности очень длинных линий) и получении отклонений частот из разностей между измеренными и известными значениями расстояний.

Контроль частот особенно важен для дальномеров с большой дальностью действия и наивысшей точностью измерений. В общем случае достижима точность контроля частоты порядка 10^{-6}—10^{-7}.

Определение постоянной поправки. Постоянную поправку можно определить:

— при помощи оптической скамьи;

— из измерения линии известной длины (эталонного базиса);

— из измерений неизвестного расстояния и его частей.

Если в лаборатории имеется оптическая скамья длиной, скажем, 25 м, то постоянную поправку можно определить путем сравнения измеренных длин отрезков с известными. Для этого отражатель перемещает вдоль оптической скамьи и устанавливают в точках, соответствующих известным значениям дальности. Охватываемый диапазон перемещений должен быть больше половины длины волны модуляции.

Определение постоянной поправки на эталонных линиях в поле сходно с измерениями в лаборатории. Расстояние между контрольными точками эталонной линии должно быть известно с точностью, по крайней мере на порядок превышающей точность дальномера. При измерениях по возможности должен охватываться весь диапазон дальностей, встречающихся на практике. Однако в производственных условиях наиболее часто ограничиваются многократным измерением одного базиса. Следует отметить, что выбор его длины не безразличен: при малой длине структура светового пучка, падающего на приемник, может отличаться от имеющей место при измерении более длинных линий, а при слишком большой длине базиса могут существенно возрасти те ошибки измерений, величина которых пропорциональна измеряемому расстоянию (см. § 4, стр. 42).

В наиболее общем случае, когда измеряются несколько базисов различной длины постоянная поправка K определяется из соотношения

$$K = \frac{\sum_{i=1}^{n} (D_i - D_i')}{n}, \qquad (3.47)$$

где D_i — эталонные значения; D_i' — измеренные значения; n — число измеренных линий. Обычно можно полагать, что при средней квадратической ошибке измерения дальности m_D средняя квадратическая ошибка определения постоянной поправки

$$m_K = \frac{m_D}{\sqrt{n}}. \qquad (3.48)$$

Если нет возможности измерения эталонных линий, применяют метод определения постоянной поправки путем измерения неизвестного расстояния по частям. Такой метод позволяет осуществить достаточно хороший контроль постоянной поправки в полевых условиях, а также оценить ошибку измерений по внутренней сходимости. Сущность метода очень проста: если разделить линию AC на два отрезка AB и BC (рис. 51) и измерить их длины D, D_1 и D_2, то измеренными значениями будут D', D_1', D_2'. Очевидно, что

$$D = D_1 + D_2.$$

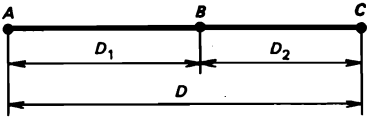


Рис. 51.
Определение постоянной поправки измерением неизвестного расстояния по частям

Так как $D=D'+K$, $D_1=D_1'+K$ и $D_2=D_2'+K$, то

$$D'+K=D_1'+D_2'+2K,$$

откуда

$$K=D'-(D_1'+D_2'). \qquad (3.49)$$

Аналогичным способом можно получить K при любом количестве отрезков. В общем случае, когда линия длиной D разделяется на n отрезков (D_1, D_2, ..., D_n),

$$K=\frac{D'-\sum_{i=1}^{n} D_i'}{n-1}, \qquad (3.50)$$

а средняя квадратическая ошибка этой величины

$$m_K=\frac{\sqrt{m_{D'}^2+[m_{D_i'}^2]}}{n-1}. \qquad (3.51)$$

Обычно можно считать, что как вся длина, так и отдельные отрезки измеряются практически с одинаковой точностью, т. е. положить $m_D=m_{D_i}$, и тогда

$$m_K=\frac{m_{D'}\sqrt{n+1}}{n-1}. \qquad (3.52)$$

При числе отрезков более двух появляется возможность полевого контроля и повышения точности результата путем измерения длин отрезков во всех комбинациях. Однако с увеличением n возрастает объем измерений и усложняются подготовительные работы по разбивке трассы. Поэтому оптимальным с точки зрения точности и производительности работ обычно считается [13] деление линий на три части. При $n=3$ необходимо измерить 6 расстояний: D_1, D_2, D_3, $D_4=D_1+D_2+D_3$, $D_5=D_1+D_2$, $D_6=D_2+D_3$. Обработка измерений может быть выполнена коррелатным способом с дополнительным неизвестным, которым является постоянная поправка [5].

Циклические ошибки возникают чаще всего в фазометрических устройствах и обусловлены главным образом отличиями реальных параметров фазометров от расчетных значений (несимметрия цепей, неточности изготовления и т. п.). Эти ошибки называют *циклическими*, так как они действуют по периодическому закону в пределах фазового цикла. Пример циклической ошибки: фазовый сдвиг, вносимый фазовращателем, не соответствует, как это должно быть теоретически, углу поворота ротора фазовращателя, и это несовпадение распределяется в пределах цикла приблизительно по синусоидальному закону. Для ослабления циклических ошибок следует использовать наиболее ра-

циональное включение элементов фазовращателя в схеме фазометра [13], а также, например, предусматривать повторение измерений с введением дополнительного сдвига фазы опорного сигнала на 90°, как это делается в некоторых светодальномерах («Кварц», Гранат»). Остаточным влиянием циклических ошибок во многих случаях можно пренебречь, однако при высокоточных измерениях это влияние нужно учитывать. Для этого и производится исследование величин циклических ошибок. Их определяют при помощи оптической скамьи длиной не менее половины длины волны модуляции (эта длина в фазовой мере соответствует одному фазовому циклу). Перемещая установленный на скамье отражатель через одинаковые небольшие интервалы известной величины (например, через 10 или 20 см при $\lambda/2=5$ м), производят каждый раз измерения (отсчеты) и затем строят график хода этих отсчетов вдоль всей калибровочной длины. График может быть построен в функции как фазы, так и расстояния; это определяется типом отсчетного устройства исследуемого дальномера. В нанесенные на график точки вписывается подходящая синусоида, по которой составляется таблица поправок в отсчеты за влияние циклических ошибок.

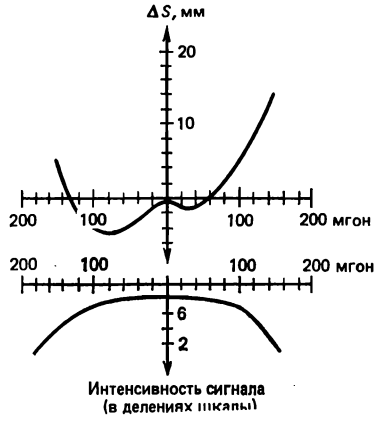


Рис. 52.
Пример экспериментальной зависимости, характеризующей распределение фазы модуляции по поперечному сечению пучка в вертикальном и горизонтальном направлениях

Неоднородность фазы модуляции в поперечном сечении пучка излучения может возникать из-за неоднородностей структуры излучающей поверхности светодиодов или неоднородности модулирующей среды при использовании внешних модуляторов (последняя может зависеть также от электрического режима работы модулятора и геометрии пучка). Это приводит к ошибкам измерения расстояния, величины которых зависят от того, в каком месте апертуры конического светового пучка окажутся отклонения фазы от значений, полученных на оси диаграммы направленности (рис. 52). Такие зависимости получают путем измерения изменений какого-либо расстояния при ступенчатом отклонении оптической оси прибора от направления, соответствующего максимуму принимаемого сигнала, в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

Кроме того, фазовая задержка в приемнике и его чувствительность могут зависеть от места попадания пучка излучения на фоточувствительную площадку.

Типы светодальномеров и их параметры

Классификация светодальномеров. Современные фазовые светодальномеры можно разделить на три следующие группы:

1. Светодальномеры большой дальности действия, при помощи которых можно измерять расстояния до 15—50 км со средней квадратической ошибкой порядка ±[(5—10) мм+ + (1—2) мм/км]. Они предназначаются для измерения сторон в государственных геодезических сетях, а также базисов космической триангуляции и триангуляций высших классов.

2. Светодальномеры малой дальности действия, при помощи которых можно измерять расстояния до нескольких километров (обычно до 1—3) с ошибкой порядка 2 см. Они предназначаются для измерения расстояний в геодезических сетях сгущения и для топографических съемок.

3. Светодальномеры повышенной и наивысшей точности для коротких расстояний, при помощи которых можно измерять расстояния до 0,3—3 км с ошибкой около 2 мм и менее. Они предназначены для прецизионного измерения расстояний при решении задач прикладной геодезии, в маркшейдерских работах и измерениях специального назначения.

В СССР в соответствии с ГОСТ 19223—82 указанным группам светодальномеров присвоены соответствующие буквенные индексы: 1) Г (геодезические), 2) Т (топографические), 3) П (применяемые в прикладной геодезии). Эти буквы добавляются к букве С, обозначающей слово «светодальномер», после чего указываются цифры, обозначающие дальность действия прибора. Например, СТ-3 обозначает «светодальномер топографический с дальностью действия 3 км».

Светодальномеры второй группы (топографические) часто выполняются в виде *совмещаемых* приборов. Это означает, что они могут использоваться не только как автономные светодальномеры, но и как дальномерные насадки на теодолит*, придавая получаемой комбинации приборов функции *электронного тахеометра.*

Работа современных дальномеров в значительной степени автоматизирована. В новейших приборах задачи управления, вычисления и контроля решаются при помощи микропроцессоров — модулей больших интегральных схем [10]. После наведения прибора на отражатель нажимается кнопка запуска, и измерения производятся автоматически по заданной программе. Эта программа обычно включает в себя регулировку интенсивности сигнала, определение длины измеряемой и внутренней калибровочной линии и вычисление их разности на различных

---

* В советских приборах в этом случае к буквенно-цифровому обозначению добавляется буква Н (насадка). Маркшейдерское использование прибора обозначается дополнительной буквой М.

автоматически переключаемых частотах модуляции, учет постоянной поправки и осреднение результатов измерений.

Поскольку при создании автоматического прибора он рассчитывается на определенное значение показателя преломления воздуха (т. е. значение наивысшей фиксированной частоты модуляции выбирается численно равным половине скорости света в определенных атмосферных условиях), в результате измерений нужно вводить поправку за отличие реальных атмосферных условий от расчетных. Эта поправка может вводиться также автоматически путем соответствующего изменения частоты модуляции по результатам измерений метеорологических элементов или путем коррекции результатов вычисления дальности, производимой встроенным вычислительным устройством дальномера.

С учетом значения вертикального угла выполняется редукция измеренной наклонной дальности на горизонтальную плоскость в точке стояния прибора (в большинстве электронных тахеометров эта операция выполняется автоматически).

Светодальномеры большой дальности действия. Эти дальномеры в силу своего назначения и с учетом массы и габаритов принципиально являются автономными приборами. Обычно в приборах этого типа применяются газовые (гелий-неоновые) лазеры, узконаправленное излучение которых способствует повышению дальности действия; в качестве модулятора света используются ячейки Поккельса или Керра.

Приборы для измерения больших расстояний чаще всего строятся по гетеродинной схеме (см. рис. 48, *а*). Фазовые измерения выполняются на низкой частоте либо аналоговым методом с использованием фазового детектора и фазовращателя, как показано на рис. 48, *б*, либо цифровым методом. Типичная блок-схема прибора при использовании цифрового метода измерения разности фаз показана на рис. 53.

Рассмотрим подробнее основные приборы для измерения больших расстояний.

Дальномер «Гранат» (СССР) — модернизированный вариант более раннего дальномера «Кварц» (отличается от «Кварца» меньшими габаритами и массой, меньшей потребляемой мощностью вследствие применения транзисторов вместо ламп; из-за меньшего диаметра оптики дальность действия снижена до 20 км вместо 30 (днем) у дальномера «Кварц»). Основные характеристики прибора «Гранат»: диапазон измеряемых расстояний 100 м — 20 км; ошибка измерений $\pm(5$ мм $+2$ мм/км); потребляемая мощность 40 Вт; питание — аккумулятор 12 В; масса приемопередатчика без источника питания — 15 кг; время измерения линии — 10 мин. Источник света — гелий-неоновый лазер ЛГ-78, модулятор — ячейка Керра. Неоднозначность разрешается применением четырех фиксированных частот модуляции, близких к 30 МГц ($\lambda/2=5$ м). Прибор не автоматизирован, но набор отсчетов на всех четырех частотах позволяет получать

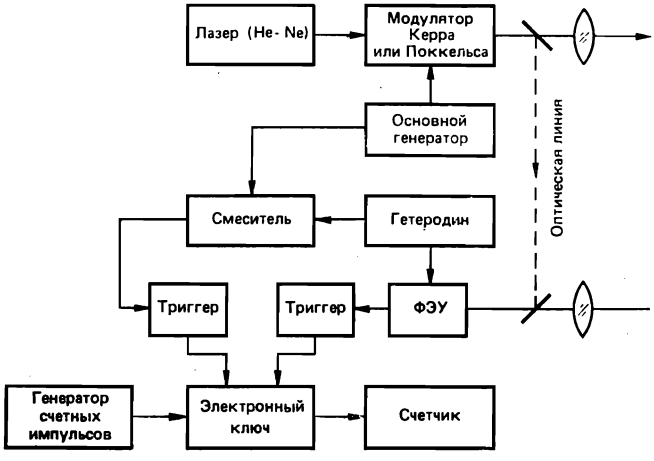


Рис. 53.
Типичная блок-схема гетеродинного светодальномера с цифровым фазометром

расстояние практически без вычислений (использован поразрядный принцип построения метрической шкалы).

Блок-схема прибора совпадает с приведенной на рис. 48 *а, б*. Работа такой схемы рассматривалась ранее (стр. 156). Модулирующие и гетеродинные частоты лежат в диапазоне 30 МГц, а низкая разностная частота, на которой производятся фазовые измерения, составляет 5 кГц. Общий вид дальномера «Гранат» показан на рис. 54.

Дальномер СГ-3 (*СССР*) предназначен для измерения расстояний от 500 м до 20 км днем и до 30 км ночью с ошибкой $\pm$(4 мм+1 мм/км). Источник света — гелий-неоновый лазер типа ЛГ-56. Дальномер построен по схеме с синхронной демодуляцией (модулятор и демодулятор — ячейки Керра) и последующей фотоэлектрической регистрацией сигнала. Частота модуляции может плавно изменяться от 6,7 до 10 МГц. Предусмотрена возможность автоматической работы дальномера (после ряда соответствующих ручных операций для разрешения неоднозначности способом последовательных приближений — см. § 4, стр. 33); в приборе имеется счетно-решающее устройство, выдающее расстояние на 8-разрядное световое табло.

Дальномер СГ-3 довольно тяжел и громоздок: он состоит из приемопередатчика и контрольно-измерительной аппаратуры, содержащей три блока (блок питания, блок управления и счетчик), устанавливаемых друг на друга (рис. 55). Общая масса блоков прибора $\sim$120 кГ. Дальномер потребляет мощность $\sim$500 Вт и питается от бензоэлектрического агрегата.

Из зарубежных приборов большой дальности действия можно назвать Геодолит 3G (США), приборы из серии «рейнд-

Рис. 54.
Общий вид светодальномера «Гранат»:
1 — индикатор фазы; *2* — отсчетная шкала; *3* — фазовращатель

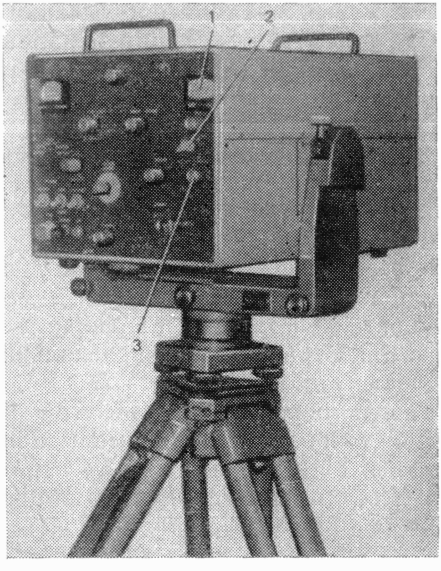
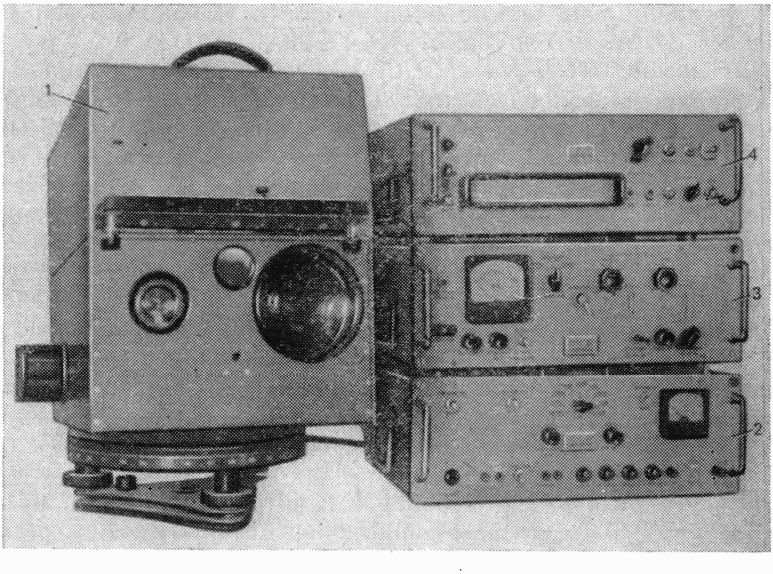


Рис. 55.
Светодальномер СГ-3:
1 — приемопередатчик; *2* — блок питания; *3* — блок управления; *4* — счетчик



жеров» (США) (Рейнджмастер III, Рейнджер V, Юнирейнджер) и несколько моделей Геодиметра (Швеция): Геодиметр 6BL, Геодиметр 8 и Геодиметр 600. В настоящее время из этих приборов выпускаются только Геодиметр 600 и некоторые модели серии «рейнджеров».

Геодиметр 600 (Швеция) имеет дальность действия 40 км и точность измерений 5 мм+1 мм/км. Источник излучения —

He-Ne лазер, модулятор — ячейка Поккельса. Используются четыре частоты модуляции в районе 30 МГц. Прибор построен по гетеродинной схеме. Дальномер не автоматизирован, но фазовращатель механически сопряжен с решающим цифровым устройством, позволяющим получать результат измерения на каждой частоте в метрической форме. Сетка масштабных частот дает возможность определять полное расстояние поразрядным способом. Время измерения линии по стандартной программе — 3 мин.

Светодальномеры повышенной и наивысшей точности предназначены для высокоточного измерения коротких расстояний; дальность действия их различна для разных приборов: у некоторых она ограничивается несколькими сотнями метров, а у других достигает 3 км.

Разграничение приборов этой группы на дальномеры повышенной точности и дальномеры наивысшей точности нужно понимать в следующем смысле: первые имеют ошибку, исчисляемую миллиметрами (на всю длину измеряемой линии), вторые — ошибку, составляющую доли миллиметра, т. е., другими словами, первые имеют *миллиметровую,* а вторые — *субмиллиметровую* точность измерений.

К дальномерам повышенной точности можно отнести приборы МСД-1М и Теллурометр МА 100.

Дальномер МСД-1М (СССР) — усовершенствованная модель маркшейдерского светодальномера МСД-1. Предназначен для измерения расстояний от 1 до 500 м с ошибкой ±(2 мм+ +5 мм/км). Прибор построен по схеме с фазовым детектированием в ФЭУ на частоте модуляции света (150 МГц). Источник излучения — светодиод на арсениде галлия, излучающий в ближней инфракрасной области. Модуляция осуществляется по току питания на трех переключаемых частотах вблизи 150 МГц. Модулирующие частоты подаются на светодиод через фазовый манипулятор, осуществляющий периодическую переброску фазы на 180° с низкой частотой. Прибор не автоматизирован. Фазовые измерения выполняются аналоговым методом при помощи фазовращателя и линии ОКЗ переменной длины, по которой и снимаются отсчеты на каждой из трех масштабных частот.

Дальномер питается от батарей и потребляет весьма малую мощность — 2,5 Вт. Масса приемопередатчика с источником питания составляет около 9 кг. Время измерения линии — несколько минут.

Теллурометр МА 100 (Великобритания) позволяет измерять расстояния до 2 км с ошибкой ±(1,5 мм+2 мм/км). Источник излучения — светодиод на арсениде галлия с внутренней модуляцией по току питания. Прибор построен по гетеродинной схеме с использованием четырех масштабных частот в районе 75 МГц, при этом сетка масштабных частот построена по тому же принципу, что и в радиодальномерах типа теллурометр (см.

§ 19, глава 4). Фазовые измерения выполняются цифровым методом.

Прибор частично автоматизирован: расстояние воспроизводится на табло, но не сразу, а несколькими последовательными (с ручным переключением) отсчетами, позволяющими определять все более и более старшие метрические десятичные разряды в значении расстояния. Всего делается 5 отсчетов; самый «точный» из них обеспечивает десятые доли миллиметра. Дальномер потребляет мощность ~ 15 Вт и имеет массу около 17 кг.

В светодальномерах наивысшей точности используется модуляция света сверхвысокой частотой (СВЧ модуляция), т. е. частотой более 300 МГц. При СВЧ модуляции используется электрооптический кристалл (модулятор Поккельса), помещаемый в объемный резонатор, к которому подводится энергия СВЧ поля от генератора. При СВЧ модуляции полупроводниковых излучателей используется непосредственная модуляция тока, подаваемого на излучатель. Дальномеры с СВЧ модуляцией света могут строиться так же, как и обычные светодальномеры, по схеме с синхронной демодуляцией или по гетеродинной схеме.

К светодальномерам наивысшей точности относятся Мекометр ME 3000 (Швейцария) и советские дальномеры ДК-001 и ДВСД-1200.

Мекометр ME 3000, разработанный в Национальной физической лаборатории Великобритании, выпускается серийно с 1971 г. швейцарской фирмой «Керн». Диапазон действия прибора — от 20 м до 3 км. Точность измерения расстояний характеризуется величиной 0,1—0,2 мм для расстояний до 100 м и величиной $1 \cdot 10^{-6}$ (т. е. 1 мм/км) для расстояний от 100 м до 3 км. Используются пять частот модуляции в районе 500 МГц. Источник света — ксеноновая лампа. Дальномер построен по схеме с синхронной демодуляцией; модулятором и демодулятором служат два отдельных кристалла KDP, помещенных в один и тот же объемный резонатор, а фазовые измерения выполняются аналоговым методом при помощи оптической линии задержки. Мекометр ME 3000 относится к частично автоматизированным приборам: измерительные операции (изменение длины ОЛЗ до получения нулевого сигнала на индикаторе) производятся вручную на каждой из пяти частот, но имеется цифровой счетчик (механического типа), устроенный так, что после выполнения измерений на всех пяти частотах он показывает сразу значение измеряемого расстояния.

Интересной особенностью Мекометра ME 3000 является автоматический учет изменений показателя преломления воздуха в точке стояния прибора. Возможность такого учета основана на применении так называемого стандартного резонатора, который позволяет поддерживать постоянство длины волны модуляции света при изменении атмосферных условий вблизи

прибора *. Это исключает необходимость введения метеорологической поправки, которую обычно получают по измерениям температуры и давления в точке стояния прибора.

Мекометр ME 3000 потребляет мощность 16 Вт и имеет массу 12 кг. Время измерения линии 2—3 мин.

Светодальномер ДК-001 (СССР) имеет дальность действия не менее 300 м и точность ±(0,8 мм+1,5 мм/км). Источником излучения служит полупроводниковый GaAs-диод, приемником — ФЭУ. В приборе применена непосредственная модуляция излучения с частотой 750 МГц. Дальномер построен по гетеродинной схеме и может работать в режимах «грубо» и «точно». В режиме «точно» модуляция излучения осуществляется СВЧ генератором с частотой 750 МГц, в режиме «грубо» — ВЧ генератором с частотой 15 МГц. Фазовые измерения выполняются на низкой частоте 15 кГц, получаемой гетеродинированием в опорном и сигнальном каналах. При этом в режиме «грубо» происходит одинарное преобразование частоты (с 15 МГц до 15 кГц), в режиме «точно» — двойное преобразование частоты (с 750 до 15 МГц, затем до 15 кГц) при помощи соответствующих гетеродинов. В сигнальном канале преобразование частоты осуществляется в прикатодном пространстве ФЭУ.

Фазовые измерения выполняются при помощи цифрового фазометра с выдачей результата на табло. Точность отсчета в режиме «грубо» — 1 мм, в режиме «точно» — 0,01 мм.

Дальномер имеет линию ОКЗ в виде трипель-призмы. Оптика прибора — аксиальная. Прибор снабжен приспособлением для принудительного центрирования.

Дальномер ДК-001 потребляет мощность ~25 Вт и состоит из двух блоков: приемопередатчика (масса 8 кг) и электронного блока с цифровым фазометром (масса 10 кг).

Дифференциальный высокоточный светодальномер ДВСД-1200В (СССР) предназначен для измерения изменений расстояний и поэтому назван дифференциальным. Прибор может быть применен для точного контроля расстояний и слежения за деформациями различных объектов. Дальномер работает на единственной частоте модуляции, составляющей 1200 МГц. Диапазон действия прибора — от 0,5 до 250 м (в приборе нет ни передающей, ни приемной оптической системы). Дальномер построен по схеме с синхронной демодуляцией в том же кристалле KDP, который служит модулятором. Измерения могут выполняться компенсационным способом экстремума или способом сравнения (см. стр. 150—154). Точность прибора (инструментальная) характеризуется величиной ±(0,25 мм+

---

* Так как длина волны модуляции $\lambda = c/fn$, то для сохранения постоянства λ при изменении показателя преломления n нужно соответствующим образом изменить модулирующую частоту f. Это и осуществляется при помощи дополнительного «стандартного» резонатора, резонансная частота которого, участвующая в образовании частоты модуляции f, зависит от n.

+0,1 мм/100 м) при способе экстремума и величиной ±(0,15 мм+0,02 мм/100 м) при способе сравнения. Потребляемая мощность — около 90 Вт. Прибор состоит из двух отдельных блоков: оптического (приемопередатчика) и электронного, содержащего СВЧ генератор и блок питания; общая масса составляет около 30 кг. Подставка приемопередатчика имеет шаровое устройство для принудительного центрирования с ошибкой 0,02—0,03 мм; при измерении со штатива используется переходная плита, ось которой центрируется при помощи оптического центрира с ошибкой 0,3—0,5 мм.

При желании получить полную длину измеряемой линии необходимо предварительно знать ее с точностью до $\lambda/4=6$ см.

Светодальномеры малой дальности действия (топографические). Светодальномеры этой группы как по общему количеству применяемых приборов, так и по многообразию их типов оставляют далеко позади дальномеры остальных категорий.

Как правило, такие приборы имеют в качестве источника излучения полупроводниковые люминесцентные диоды (светодиоды) на арсениде галлия с непосредственной модуляцией. Передающая и приемная оптические системы имеют коаксиальную или биаксиальную конструкцию. В большинстве приборов используются две частоты модуляции — 15 МГц и 150 кГц, что соответствует масштабам 10 м и 1000 м. Частота, соответствующая грубой шкале дальности, получается либо непосредственно, либо как разностная частота в результате смешения с частотой 15,15 МГц; чаще, однако, ее получают путем деления частоты сигнала, соответствующего точной шкале.

Фазовые измерения производятся в основном на низкой частоте (от 1,5 до 25 кГц), получаемой путем преобразования. Цифровой метод измерения разности фаз, как более удобный для автоматизации процесса измерений, находил все большее и большее распространение и сейчас является преобладающим. Обеспечиваемая этим методом разрешающая способность (около 1/5000 от масштаба точной шкалы) позволяет получить необходимую для геодезических работ точность около 1 см. Результаты измерений индицируются в десятичной форме при помощи светоизлучающих диодов (СИД) или жидких кристаллов (ЖК). Если предусмотрен электрический вывод данных, то эти данные могут регистрироваться с помощью внешнего запоминающего устройства (чаще всего на магнитной ленте или твердотельных накопителях информации).

В новых приборах процесс измерений, продолжающийся от 0,7 до 10 с, в значительной мере автоматизирован и контролируется с помощью электронных устройств. Для управления, контроля и вычислений используется встроенный микропроцессор. После наведения на отражатель, которое облегчается благодаря индикации с помощью акустического сигнала или светодиода (или же благодаря использованию вспомогательного

прожектора, так как измерения производятся в инфракрасном диапазоне волн), остается в большинстве случаев лишь нажатием кнопки запустить процесс измерений.

Батареи электропитания устанавливаются либо внутри прибора, либо снаружи (например, подвешиваются к штативу) и в последнем случае соединяются с приборами при помощи кабеля.

Число автономных светодальномеров малой дальности действия (табл. 4) в последнее время сокращается, поскольку с помощью таких приборов можно производить только измерение расстояний. Приемо-передающий и измерительный блоки иногда разделяют, как это сделано в советском приборе 2СМ-2.

Большую часть созданных к настоящему времени электронных дальномеров составляют совмещаемые приборы (см. табл. 4). Они крепятся с помощью адаптера на монтировке (опорно-поворотном устройстве) зрительной трубы теодолита или на самой зрительной трубе, т. е. представляют собой светодальномерные насадки на теодолит, либо устанавливаются на опорной подставке и используются как автономные приборы. Чтобы уменьшить нагрузку на зрительную трубу и сохранить возможность ее перевода через зенит, некоторые изготовители отделяют измерительную (наводимую) головку, содержащую приемную и передающую оптические системы, от блока электроники. В этом случае последний помещается на штативе сбоку под ним либо между теодолитом и штативом. На рис. 56 в качестве примера светодальномерных насадок показаны приборы Геодиметр 110 (Швеция), DI 4 (Швейцария) и RED MINI (Япония).

Если совмещаемый прибор (или его измерительная головка) жестко закреплен на зрительной трубе теодолита, то он (прибор) поворачивается вместе со зрительной трубой. Направление излучения дальномера строго или приблизительно параллельно визирной линии.

Если совмещаемый прибор (или его измерительная головка) укреплен на монтировке зрительной трубы, то его горизонтальная ось параллельна горизонтальной оси теодолита над ней. Установка совмещаемого прибора на монтировке обеспечивает большую механическую стабильность и облегчает перевод зрительной трубы через зенит при установленном дальномере. Наведение на цель, однако, производится в данном случае при измерениях углов и дальностей раздельно (поскольку визирная ось зрительной трубы теодолита не связана жестко с оптической осью совмещенного прибора). Крепление совмещаемого прибора на зрительной трубе имеет то преимущество, что для измерения углов и дальностей требуется лишь одно наведение на цель. Некоторые изготовители снабжают приборы адаптерами, допускающими установку как на зрительную трубу, так и на монтировки теодолитов различных фирм.

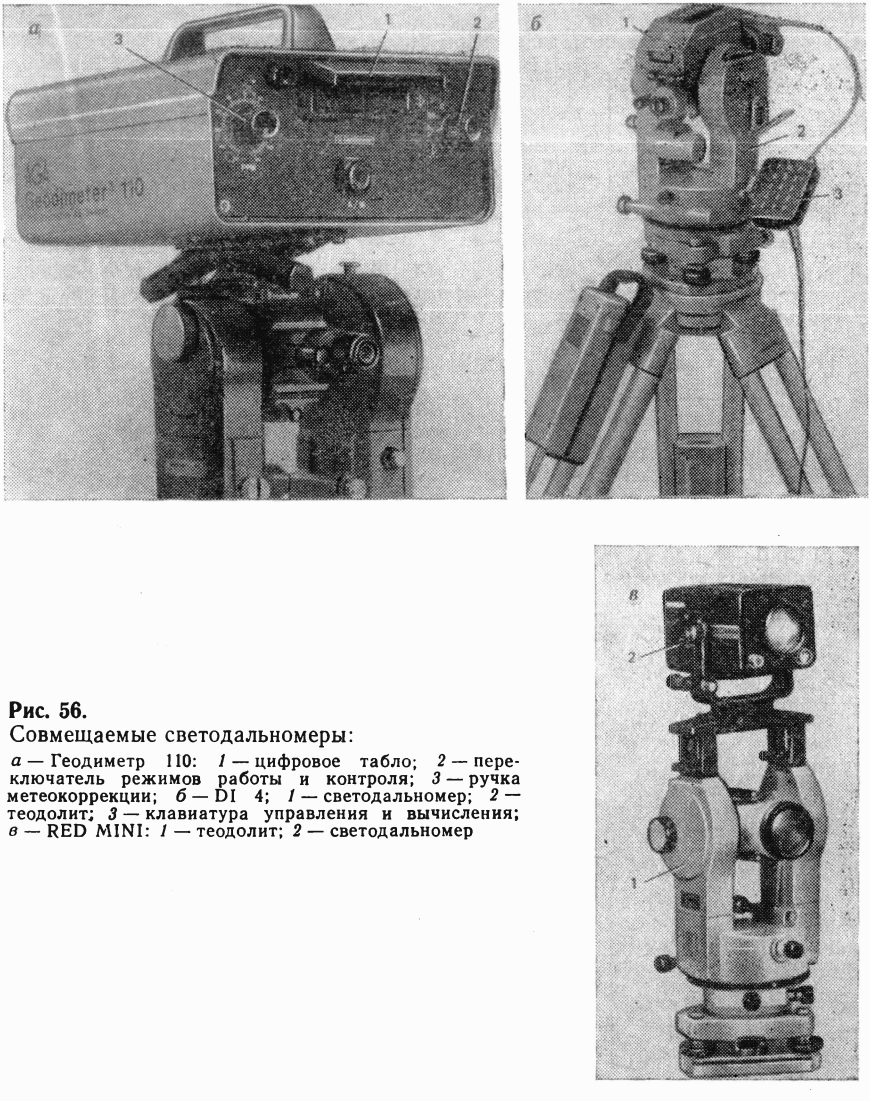


Рис. 56.
Совмещаемые светодальномеры:
а — Геодиметр 110: *1* — цифровое табло; *2* — переключатель режимов работы и контроля; *3* — ручка метеокоррекции; *б* — DI 4; *1* — светодальномер; *2* — теодолит; *3* — клавиатура управления и вычисления; *в* — RED MINI: *1* — теодолит; *2* — светодальномер

Кратко охарактеризуем топографические светодальномеры производства СССР и ГДР. К советским приборам этой группы относятся дальномеры серии СМ, включающие приборы 2СМ2, СМ5 и 3СМ2 («Блеск»); последний прибор по ГОСТ 19223—82 имеет маркировку СТ-5. Выпуск дальномера 2СМ2 в настоящее время прекращен.

Светодальномер СМ5 предназначен для измерения расстояний от 2 до 500 м со средней квадратической ошибкой 3 см. Основной отличительной особенностью прибора является использование импульсного метода измерения расстояния в схеме,

ТАБЛИЦА 4

Современные фазовые светодальномеры (одноволновые)

Прибор	Страна-изготовитель	Дальность действия, км	Точность	Потребляемая мощность, Вт	Источник излучения
					Светодальномеры большой
«Гранат»	СССР	20	5 мм + 2 мм/км	40	He-Ne-лазер
СГ-3	СССР	20	4 мм + 1 мм/км	400	То же
Геодиметр 600	Швеция	40	5 мм + 1 мм/км	26	»
Геодолит 3G	США	80	1 мм + 1 мм/км	400	»
Рейнджер V A	США	25	5 мм + 1 мм/км	85	»
Рейндж-мастер III	США	60	3 мм + 1 мм/км	120	»
					Светодальномеры повышенной и наивысшей
МСД-1М	СССР	0,5	2 мм + 5 мм/км	2,5	GaAs-диод
ДК-001	СССР	0,6	0,8 мм + 1,5 мм/км	25	То же
ДВСД-1200	СССР	0,25	0,25 мм + 1 мм/км 0,15 мм + 0,2 мм/км	90	He-Ne лазер
Мекометр ME 3000	Швейцария	3	0,2 мм + 1 мм/км	16	Ксенон. лампа
Теллурометр MA 100	Великобритания	2	1,5 мм + 2 мм/км	15	GaAs-диод
					Светодальномеры массового
					А. Несовмещаемые
2СМ2	СССР	до 5	2 см + 1 см/км	15	GaAs-диод
ЕОК 2000	ГДР	2	10 мм	8	То же
					Б. Совмещаемые
«Блеск» (СТ-5)	СССР	5	10 мм + 5 мм/км	5	GaAs-диод
СМ5	СССР	0,5	3 см	5	То же
Геодиметр 122	Швеция	до 1,5—3	5 мм + 5 мм/км		GaAs-диод
Геодиметр 14A	Швеция	до 6—15	5 мм + 5 мм/км	24	То же
Дистомат DI 20	Швейцария	до 9—14	5 мм + 1 мм/км	5	»
CI-450	США	3	5 мм + 5 мм/км	9	»
DM-503	Швейцария	до 5	3 мм + 3 мм/км	11	»
ELDI 2	ФРГ	3	5 мм + 2 мм/км	5	»
Авторейнджер III	США	4	5 мм + 2 мм/км	10	»
RED 2	Япония	до 5	5 мм + 5 мм/км		»
RED MINI	Япония	0,8	5 мм + 5 мм/км	3	»
DM-C3	Япония	до 3,2	5 мм + 5 мм/км		»
DM-S2	Япония	до 2,8	5 мм + 5 мм/км		»

Модулятор	Основная частота модуляции, МГц	Количество частот	Метод фазовых измерений	Масса блоков прибора, кг	Примечание
дальности действия					
Яч. Керра	30	4	Аналог.	15	
То же	6,7—10	Перем.	Аналог./цифр.	120	
Яч. Поккельса	30	4	Аналог.	15	
То же	50	5	Цифр.	80	Выпуск прекращен
»	15	4	То же	18	
»	15	4	»	27	
точности для коротких расстояний					
Внутр. мод.	150	3	Аналог.	9	
То же	750	2	Цифр.	8+10	
Яч. Поккельса	1200	1	Аналог.	27	Точность указана для КСЭ и способа сравнения
Яч. Поккельса	500	5	Аналог.	18,7	
Внутр. мод.	75	4	Цифр.	17	
применения (топографические)					
приборы					
Внутр. мод.	15	3	Цифр.	4,6+7	
То же	30	3	Аналог.	12	Выпуск прекращен
приборы					
Внутр. мод.	15		Цифр.	~4	Импульсно-фазовый прибор
То же	15	2	То же	4,4+3,6	То же
»	15	2	»	2,8	
»	4,5	3	»	3,7	
»	15	2	»	2,6	
»	15	2	»	1,6	
»	15	2	»	4,2	
»	15	3	»	2,4	
»	15		»	2,0	
»			»	0,9	
»			»	2,0	
»			»		
»					

характерной для фазового светодальномера гетеродинного типа с цифровым фазометром. Источник излучения (GaAs-диод) излучает импульсы длительностью 15 нс. Частота следования импульсов составляет около 15 МГц в режиме «Точно» и в 100 раз меньше (~150 кГц) в режиме «Грубо». Частота следования счетных импульсов составляет ~1,5 МГц. Все необходимые частоты получаются десятичным делением частот кварцевых генераторов. Точные значения частот численно равны половине скорости света в определенных атмосферных условиях (соответствующей размерности) и поэтому подсчитываемое счетчиком и индицируемое на табло число счетных импульсов дает непосредственно расстояние в метрической системе единиц. В режиме «Грубо» цена единицы младшего разряда табло 1 см, в режиме «Грубо» 1 мм.

Дальномер является совмещаемым прибором — он может сниматься с основания и устанавливаться на теодолиты серии Т2 (рис. 57).

Светодальномер «Блеск» (СТ-5) является усовершенствованной модификацией дальномера СМ5 и отличается от него повышенной дальностью действия и точностью измерений. Диапазон измеряемых расстояний — от 0,2 м до 1000 м с отражателем из 1 призмы и до 3000 м с отражателем из 6 призм. При увеличении количества призм до 18 дальность действия возрастает до 5000 м. Ошибка измерения линии составляет ±(10 мм+5 мм/км). Остальные основные характеристики те же, что и у СМ5. Несколько изменены параметры зрительной трубы (увеличение и поле зрения). В схему внесены некоторые изменения радиотехнического характера. Конструкция и внешний вид прибора аналогичны СМ5. Дальномер «Блеск» может быть снят с основания и установлен на теодолит. Прибор имеет выход на накопитель информации.

Из топографических светодальномеров производства ГДР отметим прибор ЕОК 2000. Хотя выпуск его прекращен, он еще применяется на производственных геодезических работах, в том числе и в СССР.

Светодальномер ЕОК 2000 (ГДР) имеет дальность действия 2 км и точность, характеризуемую средней квадратической ошибкой 10 мм. Прибор построен по гетеродинной схеме и имеет три фиксированных частоты модуляции в районе 30 МГц. Прибор не автоматизирован (используется аналоговый метод фазовых измерений), но частоты выбраны таким образом, что реализуется поразрядный способ построения метрической шкалы (так же, как, например, в дальномере «Гранат»), и результаты измерений на всех трех частотах дают возможность получить полное значение расстояния практически без вычислений. Дальномер ЕОК 2000 является автономным (несовмещаемым) прибором.

Электронные тахеометры, которые характеризуются объединением дальномерной и угломерной частей в единую конструк-

цию, выделились в отдельную категорию геодезических приборов.

Важным критерием классификации электронных тахеометров, дальность действия которых составляет около 5 км, является точность угловых измерений. Соответственно различают:

— электронные тахеометры высокой точности (средняя квадратическая ошибка измерения направлений 0,5 мгон (1,6″));

— электронные тахеометры средней точности (средняя квадратическая ошибка измерения направлений более 0,5 мгон).

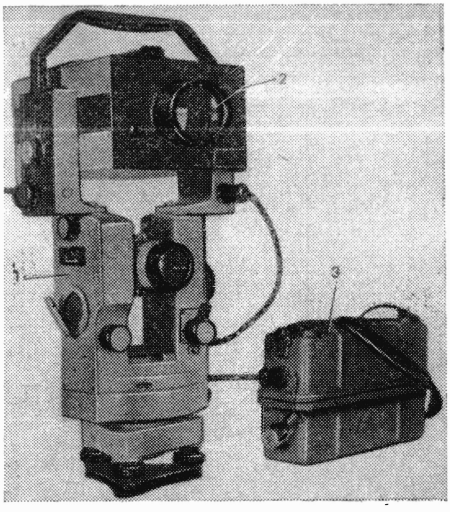


Рис. 57.
Совмещаемый светодальномер СМ 5:
1 — теодолит; *2* — светодальномер; *3* — аккумуляторная батарея

По конструкции различают:

— электронные тахеометры с визуальным считыванием показаний с лимбов и цифровым отсчетом измеряемой электронным способом дальности;

— электронные тахеометры с цифровым отсчетом результатов электронных измерений углов и дальности, а также (в большинстве случаев) с их автоматической регистрацией.

Функции электронного тахеометра, как уже отмечалось в начале данного раздела, могут выполняться также при установке совмещаемого светодальномера на оптический или электронный теодолит. Освоение совмещаемых светодальномеров с автоматическим отсчетом углов и электрическим выводом данных позволяет создать интегральную систему — объединение автоматического светодальномера с электронным теодолитом и регистрирующими приборами по блочному принципу и включение такого прибора в единую систему обработки данных от съемки на местности до выдачи координат и высот, т. е. осуществить автоматическое картографирование. При этом весь процесс измерений и вычислений в целом автоматически управляется микро-ЭВМ.

Основные характеристики некоторых электронных тахеометров неразъемной конструкции приведены в табл. 5. На рис. 58 показан один из наиболее совершенных по уровню автоматизации приборов — регистрирующий электронный тахеометр-автомат ELTA2 (ФРГ).

Более подробные сведения о конкретных электронных тахеометрах и их устройстве (а также о некоторых топографи-

ТАБЛИЦА 5

Электронные тахеометры

Прибор	Страна-изготовитель	Дальномерная часть				
		Дальность, км	Точность	Источник излучения	Модулятор	Основная частота модуляции, МГц
						А. *С визуальным*
Та-5	СССР	2	20 мм	GaAs-диод		15
EOT 2000	ГДР	До 2	10 мм	То же		15
SM 41	ФРГ	До 1,8	20 мм + 2 мм/км	»		15
RSM 4	ФРГ	До 3	10 мм + 2 мм/км	»		15
SDM 3	Япония	1,8	5 мм + 5 мм/км	»		
						Б. *С электронным*
RECOTA	ГДР	До 3	5 мм + 2 мм/км	GaAs-диод		15
RETA	ГДР	До 3	5 мм + 2 мм/км	То же		15
Геодиметр 710А	Швеция	До 5	5 мм + 1 мм/км	He-Ne-лазер, 1 мВт	Ячейка Керра	30
Геодиметр 140	Швеция	До 5,5	5 мм + 3 мм/км	GaAs-диод		
HP3820A	США	До 5	5 мм + 5 мм/км	То же		15
ELTA 2	ФРГ	До 5	10 мм + 2 мм/км	»		15
ELTA 20	ФРГ	До 4	10 мм + 2 мм/км	»		15
ELTA 4	ФРГ	До 3	10 мм + 2 мм/км	»		15
Тахимат ТС-1	Швейцария	До 2	5 мм + 5 мм/км	»		15
ET-1	Япония	2	5 мм + 5 мм/км	»		

ческих и других светодальномерах) можно найти в [6, 9, 10, 12].

Приведем краткие сведения о приборах такого рода, выпущенных в СССР и ГДР. Это электронные тахеометры Та-5 (СССР); EOT 2000, RECOTA и RETA (ГДР).

Электронный тахеометр Та-5 представляет собой комбинацию шкалового теодолита со светодальномером и вычислительным микропроцессорным устройством. Отсчеты с лимбов теодолита снимаются визуально и вводятся в вычислитель при помощи клавиатуры. Вычислитель выдает на цифровое табло горизонтальное проложение, превышение, приращения прямо-

Угломерная часть			Масса, кг	Примечание
Тип теодолита (по способу считывания углов)	Точность измерения углов, мгон			
	горизонтальных	вертикальных		
отсчетом углов				
Шкаловой	2	3,5	8	1 мгон-3,2″
»	0,3	0,3	11	Выпуск прекращен
»	1	1	6,5	
»	1	1	7,5	
С оптическим микрометром			7,2	
отсчетом углов				
Кодовый с интерполятором	0,5	0,5	12,8	
	1	1	10,5	
Цифровой (инкрементальный)	0,5	0,5	25	Выпуск прекращен
			7,5	
Кодовый с интерполятором	0,2	0,2	9,5	Выпуск прекращен
То же	0,2	0,2	13,5	
»	0,3	0,3	13,5	Модификация: ELTA 3 с угл. точн. 0,6 мгон
Цифровой (инкрементальный)	1	1	6,5	Модификация: ELTA 46
То же	0,6	0,6	9,8	
»	0,6	1	6,0	

угольных координат и зенитное расстояние с учетом поправки за место зенита. Результаты измерений и вычислений могут быть автоматически введены во внешний накопитель информации для последующей обработки на ЭВМ.

Прибор работает в диапазоне расстояний от 2 м до 2 км. Точность измерения расстояний составляет 2 см. Точность измерения горизонтальных углов 2 мгон, зенитных расстояний 3,5 мгон.

Электронный тахеометр ЕОТ 2000 также сочетает в себе шкаловой теодолит, светодальномер и встроенный микропроцессор. Пульт управления с клавиатурой смонтирован на съем-

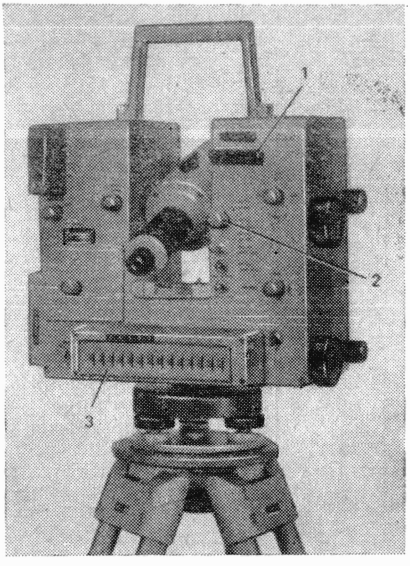


Рис. 58.
Электронный тахеометр ELTA2:
1 — цифровое табло; *2* — переключатель режимов работы и контроля; *3* — панель кодовых чисел для записи информации и выбора программы

ной поворачиваемой штанге сбоку прибора. Показания лимбов считываются визуально и вводятся с пульта в микропроцессор. Горизонтальный круг оцифрован в градусной, вертикальный — в градовой системе. На табло может выдаваться наклонное расстояние, превышение, горизонтальное расстояние, высота точки визирования после ввода высоты точки стояния. Предусмотрено автоматическое введение атмосферной поправки для средних метеоусловий, постоянной поправки прибора и учет кривизны Земли при определении превышения, а также образование среднего значения зенитных углов, измеренных при двух положениях трубы, с учетом поправки за место зенита. Прибор имеет выход для подключения устройства регистрации данных.

Дальность действия ЕОТ 2000 с отражателем из 7 призм составляет 2000 м, с блоком из трех таких отражателей — 3000 м. Точность измерения расстояний составляет 1 см, горизонтальных и вертикальных углов — 1″ (~0,3 мгон).

В настоящее время ЕОТ 2000 заменен более совершенными приборами — RECOTA и RETA.

Электронный тахеометр RECOTA — автоматический регистрирующий тахеометр, включающий в себя электронный кодовый теодолит, светодальномер и микро-ЭВМ с набором геодезических вычислительных программ. По соответствующей команде вызова с пульта управления может быть выведено на индикацию наклонное расстояние, горизонтальное расстояние, превышение, горизонтальный угол и зенитное расстояние. Эти данные также регистрируются в запоминающем устройстве ЭВМ и обрабатываются в соответствии с заложенными программами, позволяя непосредственно в полевых условиях получать координаты опорных пунктов и проводить другие специальные и контрольные вычисления. Предусмотрено выполнение таких функций, как измерение пролетов и разбивка по полярным координатам с индикацией продольного и поперечного отклонений, что делает прибор весьма удобным для применения в разбивочных и съемочных работах при геодезическом обеспечении строительства.

Дальность действия прибора — до 3 км. Точность измерения расстояний составляет 5 мм+2 мм/км, точность измерения горизонтальных и вертикальных углов — 0,5 мгон (1,6″).

Получаемые в приборе RECOTA данные могут быть также переданы на внешние подключаемые накопители информации для дальнейшего использования при картографировании, в частности для автоматического вычерчивания плана местности при помощи графопостроителя.

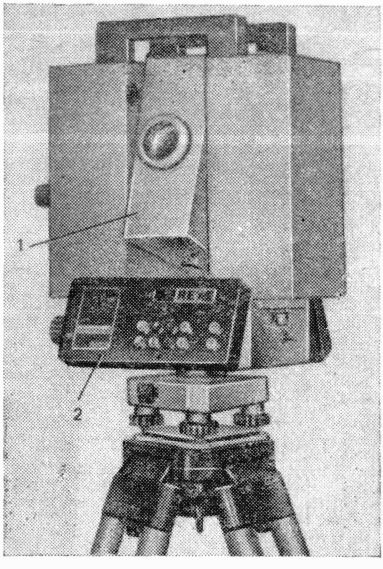


Рис. 59.
Электронный тахеометр RETA:
1 — подвижная часть с трубой; *2* — пульт управления

Электронный тахеометр RETA представляет собой упрощенный вариант тахеометра RECOTA, в котором вместо микро-ЭВМ с набором программ применен микропроцессор с примерно теми же функциями, как в приборе ЕОТ 2000, плюс электронная индикация углов (в ЕОТ 2000 они отсчитываются визуально). Таким образом, RETA — это комбинация электронного теодолита, светодальномера и встроенного микропроцессора. В приборе RETA предусмотрена также возможность работы в режиме слежения («трекинга») — работы с перемещающимся отражателем. В этом режиме на индикацию через каждую секунду выводится горизонтальное направление, а через каждые три секунды — новое значение расстояния.

Основные технические характеристики тахеометра RETA те же, что и у прибора RECOTA. Несколько уменьшены масса прибора (с 12,8 до 10,5 кг) и его габариты.

Как и в других приборах этого класса, в тахеометре RETA предусмотрена возможность регистрации данных на внешний накопитель информации.

Внешний вид электронного тахеометра RETA показан на рис. 59.

Двухволновые светодальномеры

В § 8 (стр. 78—83) были изложены теоретические предпосылки создания двухволновых светодальномеров — приборов, позволяющих получать расстояние с коррекцией за влияние атмосферы применением дисперсионного метода определения среднего вдоль трассы показателя преломления воздуха. Известны несколько разработок двухволновых светодальномеров,

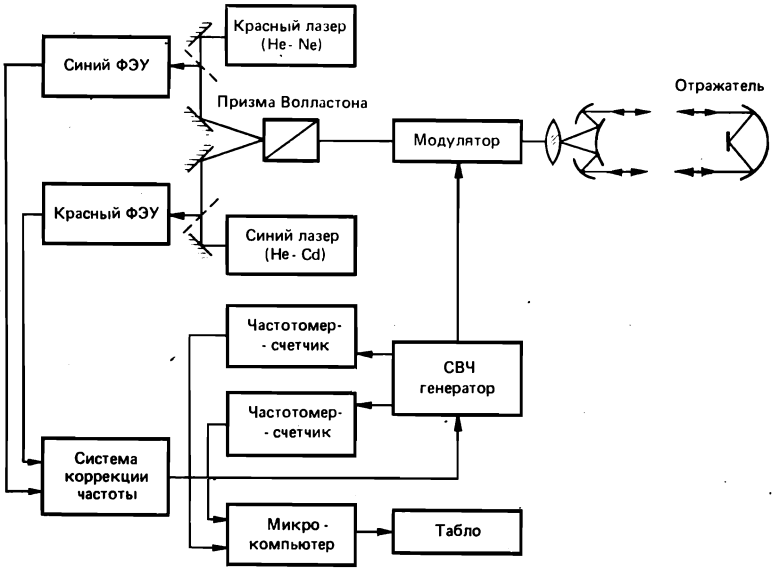


Рис. 60.
Упрощенная блок-схема **Терраметра**

из которых пока доведена до серийного выпуска только одна — двухволновый дальномер Терраметр (американская фирма «Терра Текнолоджи»).

Терраметр. Это двухлазерный дальномер, позволяющий измерять расстояния от 1 до 20 км с точностью $1 \cdot 10^{-7}$ (здесь уместно лишний раз подчеркнуть, что достижение такой точности одноволновыми светодальномерами практически невозможно). В приборе применены гелий-кадмиевый лазер с длиной волны 0,4416 мкм (голубой свет) и мощностью излучения 10 мВт и гелий-неоновый лазер с длиной волны 0,6328 мкм (красный свет) и мощностью 5 мВт. Упрощенная блок-схема Терраметра показана на рис. 60. Свет от обоих лазеров объединяется в один пучок при помощи поляризационной призмы Волластона и направляется в СВЧ модулятор на кристалле KDP, осуществляющий модуляцию света по поляризации на частоте $\sim$3 ГГц. Модулированный пучок при помощи зеркального телескопа типа Кассегрена (диаметром 20 см) посылается на дистанцию, отражается от зеркально-линзового отражателя (того же диаметра) и возвращается в тот же модулятор, играющий теперь роль демодулятора. Таким образом, используется схема с синхронной демодуляцией. Далее пучок вновь проходит через призму Волластона, разделяется по цвету и направляется на два фотоумножителя. Призма Волластона имеет угол расхождения лучей около 12° и выполняет функции поляризатора (при передаче), анализатора (при при-

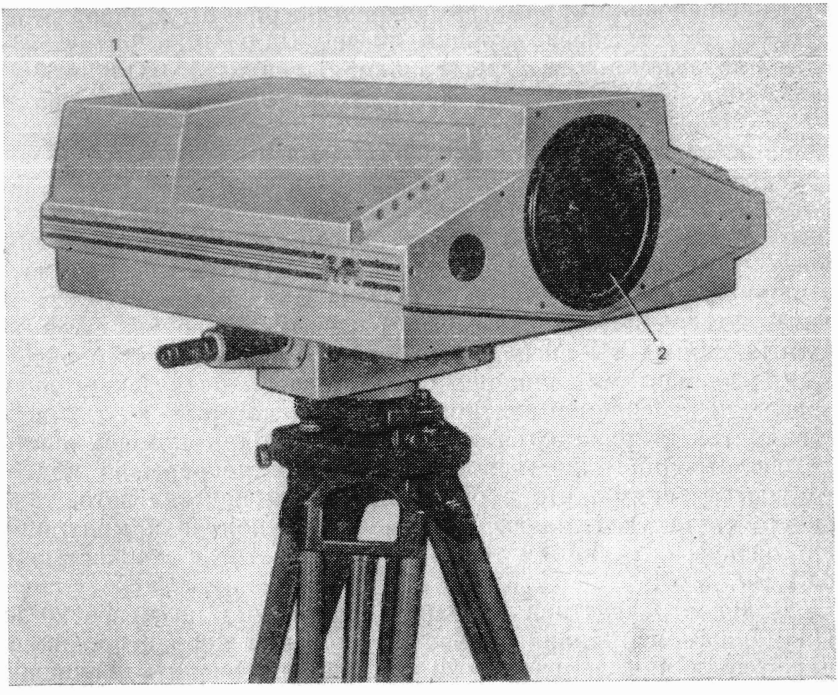


Рис. 61.
Общий вид Терраметра:
1 — корпус прибора; *2* — объектив

еме) и устройства для совмещения и разделения двух цветных пучков.

На модулятор подается модулирующий сигнал от СВЧ генератора. Частота модуляции при помощи системы автоподстройки непрерывно регулируется таким образом, чтобы в измеряемом расстоянии укладывались целые числа полуволн модуляции как по красному, так и по голубому каналам. Каналы работают попеременно с частотой несколько сотен герц, что обеспечивает практическую одновременность измерения оптических путей для голубого и красного света.

Прибор полностью автоматизирован. Все вычислительные операции, необходимые для получения корректированного расстояния [см. формулу (2.49)], выполняются микрокомпьютером, включая учет поправочного члена [третий член в (2.49)], для чего в прибор заранее вводятся (при помощи соответствующих переключателей на передней панели прибора) данные о приближенном расстоянии и метеоэлементах в точке стояния прибора. Процесс автоматического измерения продолжается 10 с, после чего значение корректированного расстояния высвечивается на цифровом табло в метрах с точностью до 0,01 мм.

Внешний вид Терраметра показан на рис. 61. Прибор с подставкой имеет массу порядка 40 кг. Дальномер питается от сети или автономного агрегата напряжением 115 В, 50—60 Гц.

Георан I представляет собой дальнейшее развитие дальномера Мекометр с целью коррекции влияния атмосферы; модуляция света и фазовые измерения осуществляются по использованной в Мекометре схеме. В качестве двух длин волн в Георане I используются две спектральные линии излучения — 0,458 мкм (синяя) и 0,514 мкм (зеленая), одновременно генерируемые одним лазером на аргоне. Модулятор и демодулятор выполнены на двух кристаллах DKDP (дидейтерийфосфат калия), помещенных в объемный резонатор, возбуждаемый модулирующим СВЧ сигналом частоты ~ 500 МГц. Измерительными элементами прибора служат две оптические линии задержки (в синем и зеленом каналах), которые, в отличие от Мекометра, управляются автоматически. При помощи систем автоподстройки длины оптических линий непрерывно поддерживаются такими, что в оптическом пути как зеленого, так и синего света укладываются целые числа полуволн модуляции. По оптическим линиям снимаются отсчеты с точностью до 0,01 мм.

Дальность действия Георана I составляет не менее 20 км. По данным испытаний точность измерения корректированного расстояния при дальности 20 км можно оценить величиной $\sim 3 \cdot 10^{-7}$.

§ 16. ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ И ТОЧНОСТЬ ФАЗОВЫХ СВЕТОДАЛЬНОМЕРОВ

Дальность действия. Как отмечалось в § 1 (стр. 18), оптическое излучение может распространяться только в пределах прямой видимости. В этих пределах реальное максимальное расстояние, которое можно измерить светодальномером, зависит от *дальности действия* прибора. Дальность действия определяется как расстояние, после двукратного пробега которого (до отражателя и обратно) мощность принимаемого сигнала становится равной минимально допустимому (пороговому) значению, т. е. значению, при котором еще возможно измерение разности фаз с требуемой точностью. Дальность действия зависит от параметров аппаратуры и прозрачности атмосферы.

В § 14 приводилась формула для дальности действия импульсных дальномеров класса «Земля—космос» [формула (3.20)]. Дальность действия D_{max} для светодальномеров с непрерывным излучением, в частности фазовых, может быть оценена по той же формуле, если в ней энергию E заменить на мощность излучения P, а спектральный коэффициент прозрачности σ отнести не ко всей толще атмосферы, а к слою протяженностью D_{max}, т. е. заменить σ_0^2 на $\sigma^{2D_{max}}$:

$$D_{\max} = \sqrt{\frac{PS_{\text{отр}}S_{\text{пр}}\eta_{\text{пер}}\eta_{\text{отр}}\eta_{\text{пр}}\sigma^{2D_{\max}}}{P_{\min}\Omega_{\text{пер}}\Omega_{\text{отр}}}}. \qquad (3.53)$$

Здесь P — мощность излучения источника; $P_{\min}$ — минимально допустимая мощность на приемнике, или, что то же, пороговая чувствительность приемника по мощности. P и $P_{\min}$ выражаются в ваттах. Остальные обозначения те же, что и в формуле (3.20).

Выражение (3.53) можно представить в более удобном для практического использования виде, если перейти от площадей S к диаметрам d и от телесных углов Ω к плоским углам α. Воспользовавшись соотношениями $S=\pi d^2/4$ и $\Omega=\pi\alpha^2/4$, получим

$$D_{\max} = \sigma^{0.5D_{\max}} \sqrt[4]{\frac{P}{P_{\min}} \cdot \frac{d_{\text{отр}}^2 d_{\text{пр}}^2}{\alpha_{\text{пер}}^2 \alpha_{\text{отр}}^2} \cdot \eta_{\text{пер}}\eta_{\text{отр}}\eta_{\text{пр}}}, \qquad (3.54)$$

где $d_{\text{отр}}$ и $d_{\text{пр}}$ — диаметры отражателя и приемной оптической системы; $\alpha_{\text{пер}}$ и $\alpha_{\text{отр}}$ — плоские углы расходимости излучения, выходящего из передатчика и отраженного отражателем.

Потери света в оптических системах зависят от количества оптических деталей и их прозрачности (включая модуляторы света, оптические фильтры и т. п.). Обычно общий оптический коэффициент пропускания $\eta_{\text{опт}}=\eta_{\text{пер}}\eta_{\text{отр}}\eta_{\text{пр}}$ составляет величину порядка нескольких сотых.

Атмосферное затухание при достаточно длинных трассах или плохой видимости (малой прозрачности атмосферы) может привести к очень большим потерям света. Так, при хорошей видимости, соответствующей коэффициенту прозрачности $\sigma=0{,}9$ (затухание $\sim 0{,}5$ дБ/км), при длине трассы 20 км получаем $\sigma^{2D}=0{,}014$, а при средней видимости, соответствующей $\sigma=0{,}8$ (затухание ~ 1 дБ/км), величина σ^{2D} на той же дистанции уменьшается до 0,0001.

В уравнении дальности действия (3.54) неизвестная величина $D_{\max}$ содержится в обеих частях равенства. В другом виде его представить не удается. Такие уравнения в алгебре называются трансцендентными и решаются, в сущности, методом подбора. Пороговая чувствительность определяется заданной ошибкой измерения и способом регистрации сигнала и может быть в принципе рассчитана с достаточной точностью для каждой конкретной дальномерной системы. Обычно уравнение дальности представляют в виде кривой зависимости $D_{\max}$ от σ, выражающей дальность действия при различных состояниях атмосферы.

Пути увеличения дальности действия следуют из анализа рассмотренных формул. Это увеличение мощности излучения (или яркости) источника, увеличение диаметров оптических систем, уменьшение $P_{\min}$ и т. д. Однако далеко не все эти пути

приемлемы или легко осуществимы. Наиболее эффективными средствами можно считать использование лазеров [20], а также разработку дальномерных систем с активным отражателем, имеющим собственный источник излучения [13, 15, 19].

Применение лазеров в качестве источников излучения позволяет, кроме общего увеличения дальности действия из-за большей интенсивности излучения, резко повысить дальность действия светодальномера в светлую часть суток за счет монохроматичности излучения лазера путем постановки в приемной оптической системе узкополосного оптического фильтра, пропускающего сигнал и подавляющего фон (см. § 13, стр. 135—136).

Из существующих светодальномеров наибольшей дальностью действия (около 80 км) обладает американский лазерный дальномер Геодолит 3G (см. табл. 4).

Точность светодальномерных измерений. Исходя из общей формулы (1.68) для точности фазовых дальномеров

$$m_D = \sqrt{\left(\frac{v}{4\pi f}\right) m_\varphi^2 + m_к^2 + D^2\left[\left(\frac{m_f}{f}\right)^2 + \left(\frac{m_v}{v}\right)^2\right]},$$

можно сделать применительно к светодальномерам следующие выводы.

Ошибка измерения разности фаз m_φ зависит от многих факторов, связанных с конкретно используемым способом фазовых измерений. Для современных светодальномеров она обычно лежит в пределах $0{,}1 \div 1°$ и носит в основном случайный характер. Ее линейный эквивалент, т. е. ошибка в расстоянии, обусловленная ошибкой m_φ (величина $\frac{v}{4\pi f} m_\varphi = \frac{\lambda}{2} \frac{m_\varphi}{2\pi}$ в формуле (1.68)), в соответствии со сказанным на стр. 159 может составлять при аналоговом методе измерений $\lambda/3000$, а при цифровом $\lambda/5000$ или даже $\lambda/10\,000$. При частоте 15 МГц ($\lambda = 20$ м) это дает погрешность примерно 2—3 мм.

Ошибка постоянной поправки $m_к$ зависит от конструкции прибора, его точности и способа определения поправки и имеет, как правило, систематический характер. Эта ошибка в современных приборах меньше 5 мм, а в отдельных случаях (высокоточные приборы с синхронной демодуляцией, принудительное центрирование при определении поправки) она составляет доли миллиметра.

Совместное влияние всех ошибок, не зависящих от величины расстояния, обычно дает, таким образом, результирующую погрешность 3—5 мм.

Поскольку значение скорости света в вакууме $c = 299\,792\,458$ м/с известно сейчас со средней квадратической погрешностью 1,2 м/с, т. е. с относительной ошибкой $4 \cdot 10^{-9}$, этой составляющей общей погрешности можно пренебречь. В пропорциональной расстоянию части общей ошибки суще-

ственными оказываются, таким образом, погрешность частоты модуляции и погрешность фактического значения показателя преломления воздуха.

Для приборов большой дальности действия необходима стабильность частоты от $(1—2)\cdot 10^{-7}$ до 10^{-6}. Такая стабильность может быть достигнута лишь при использовании термостатированных кварцевых резонаторов.

Погрешность знания показателя преломления воздуха зависит от ошибок определения метеорологических элементов — температуры, давления и влажности воздуха. Теоретически величину показателя преломления можно определить с точностью 10^{-7}, но практически такая точность может быть достигнута только применением дисперсионного метода определения показателя преломления, т. е. в двухволновых светодальномерах.

Пользуясь формулой (2.25) из § 8 (стр. 74) и приведенными там же значениями производных, можно записать, что ошибка в расстоянии, обусловленная ошибками метеоэлементов, а также ошибкой знания эффективной длины волны излучения m_λ (ее называют дисперсионной ошибкой), составит

$$(m_D)_{\lambda,\,T,\,P,\,e}=D\cdot 10^{-6}\sqrt{(0{,}04)^2 m_\lambda^2+(1{,}0)^2 m_T^2+(0{,}4)^2 m_P^2+(0{,}05)^2 m_e^2}\ . \tag{3.55}$$

Относительная ошибка $\dfrac{(m_D)_{\lambda,\,T,\,P,\,e}}{D}$ равна ошибке показателя преломления $m_n/n\approx m_n$.

Для современных (лазерных) дальномеров дисперсионную ошибку m_λ можно принять равной нулю. Что касается ошибок метеоэлементов, фигурирующих в приведенной формуле, то здесь важно подчеркнуть, что они выражают собой ошибки, с которыми нам известны «истинные» — средние вдоль трассы (среднеинтегральные) значения температуры, давления и влажности, т. е. величины $<T>$, $<P>$ и $<e>$. Каждая из ошибок m_T, m_P и m_e складываются из двух компонентов: так называемой *ошибки представительства* и ошибки собственно измерения данного метеорологического элемента.

Так как метеоэлементы измеряются обычно лишь на концах линии (а иногда и только на одном ее конце), то ошибка представительства выражает собой ту погрешность, с которой осредненное только по двум крайним точкам значение метеоэлемента будет представлять его «истинное» — среднеинтегральное — значение. Значения ошибок представительства зависят от длины трассы, ее характера и конкретных атмосферных условий и в среднем могут быть охарактеризованы такими величинами: 0,7° для температуры, 0,7 мм рт. ст. для давления и 0,8 мм рт. ст. для влажности.

Второй компонент — ошибки собственно измерений метеоэлементов (в дискретных точках), выполняемых обычно при

помощи барометра-анероида (давление) и аспирационного психрометра (температура и влажность). В среднем значения этих ошибок можно принять равными 0,2° для температуры, 0,3 мм рт. ст. для давления и 0,5 мм рт. ст. для влажности. Некоторые дополнительные погрешности могут вызываться влиянием временных изменений измеряемых метеоэлементов, однако они могут быть значительно ослаблены выполнением метеоизмерений через достаточно небольшие промежутки времени с осреднением результатов (частота измерений устанавливается эмпирически, сообразуясь с условиями погоды, временем суток и т. п.; практически в большинстве случаев достаточно повторять измерения каждые 15 мин, а при необходимости особо точного контроля, например при исследовательских работах, возможно применение метеоприборов с непрерывной регистрацией). Полезно запомнить, что ошибка в температуре на 1° дает ошибку в показателе преломления, а следовательно, и в расстоянии, равную $1 \cdot 10^{-6}$, ошибка в давлении на 1 мм рт. ст.— $4 \cdot 10^{-7}$, а ошибка во влажности на 1 мм рт. ст.— $5 \cdot 10^{-8}$; эти цифры есть не что иное, как значения производных в формуле для общей ошибки.

Таким образом, каждую из ошибок m_T, m_P и m_e можно для оценочных расчетов представить в виде

$$m^2_{\text{метео}} = m^2_{\text{предст}} + m^2_{\text{изм}}, \tag{3.56}$$

где $m_{\text{предст}}$ — ошибка представительства; $m_{\text{изм}}$ — ошибка измерения метеоэлемента. Если мы учтем это соотношение в формуле (3.55) и затем подставим приведенные выше численные значения для всех составляющих ошибок, то для относительной ошибки расстояния $(m_D)_{T,P,e}/D$ или, что то же, для m_n получим величину $0{,}9 \cdot 10^{-6}$. Отметим, что в менее благоприятных условиях, чем те, для которых были приведены численные значения ошибок, ошибка $m_{\langle n \rangle}$ увеличивается до $(2—3) \cdot 10^{-6}$.

Если учесть все источники ошибок и принять во внимание повышение инструментальной точности за счет многократных измерений, то результирующая ошибка измерения расстояний светодальномерами, выраженная уравнением вида (1.71) (§ 4), составит для большинства приборов

$$m_D = \pm [(3 \div 10) \text{ мм} + (1 \div 10) \text{ мм/км}]. \tag{3.57}$$

Разумеется, эта оценка относится только к одноволновым светодальномерам. Сведения о точности двухволновых светодальномеров приведены при их описании в § 15.

§ 17. ГЕОДЕЗИЧЕСКИЕ ИНТЕРФЕРОМЕТРЫ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

Общий принцип интерференционного метода линейных измерений был изложен в § 6. В настоящее время интерференционный метод, осуществленный в оптическом диапазоне, явля-

ется наиболее прецизионным из всех известных методов линейных измерений, и область его применения составляют работы, требующие очень высокой точности. Из таких работ геодезического назначения можно указать на следующие:

— работы при сооружении и эксплуатации ряда инженерных объектов (радиотелескопы, ускорители и т. п.), где требуется прецизионная установка отдельных элементов и контроль за их положением;

— работы, выполняемые с целью изучения деформаций земной коры (на геодинамических полигонах) или дрейфа ледников, требующие высокоточного слежения за малыми смещениями и сдвигами;

— работы по метрологическому обеспечению линейных измерений — создание высокоточных базисов, линейных компараторов и т. п.

При этом используются различные варианты интерференционных измерений. Так, для создания высокоточных базисов применяется, как правило, относительный интерференционный метод, для прецизионной разметки элементов сооружений — абсолютный метод лазерной интерферометрии, для контроля за положением точек и их взаимным смещением — дифференциальные измерения абсолютным методом, т. е. измерения не самих расстояний, а их изменений.

Рассмотрим основные аспекты геодезических интерференционных измерений и применяемую аппаратуру.

Абсолютный метод (лазерная интерферометрия больших расстояний). Появление лазеров дало возможность осуществить абсолютные интерференционные измерения расстояний, исчисляющихся десятками метров и более. Предельное значение расстояния, как отмечалось в § 6, зависит от длины когерентности лазерного излучения. Для используемых в интерферометрах гелий-неоновых лазеров длина когерентности в обычных условиях ограничивается турбулентностью атмосферы и имеет порядок десятков и сотен метров. Современные промышленные лазерные интерферометры могут измерять расстояния до $\sim$60 м.

Лазерный интерферометр представляет собой тот или иной вариант интерферометра Майкельсона, общая схема которого была приведена в § 6 (см. рис. 12). В практических конструкциях плоские зеркала, чувствительные к юстировке, обязательно заменяют уголковыми отражателями — трипель-призмами или, реже, зеркально-линзовыми отражателями. При этом также устраняется обратное влияние отраженного излучения на лазер — отраженные пучки не совпадают с падающими, а идут параллельно им (рис. 62) и, как видно из рис. 62, не попадают обратно в лазер, а проходят мимо него (лучи *а* и *б*) и могут быть также использованы полезным образом (например, направлены на другой приемник). Для увеличения допусков на наклоны и боковые смещения отражателя расши-

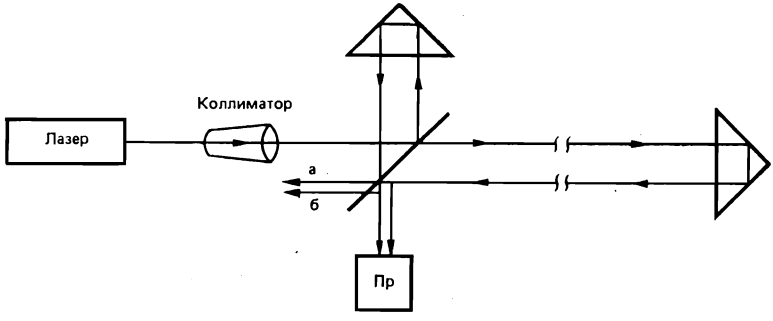


Рис. 62.
Интерферометр Майкельсона с уголковыми отражателями вместо плоских зеркал

ряют диаметр исходного лазерного пучка в 4—8 раз при помощи небольшой телескопической системы (коллиматора), устанавливаемой между лазером и светоделителем.

В фокальной плоскости приемной оптической системы образуется интерференционная картина, вид которой зависит от степени параллельности осей падающих на приемник опорного и дистанционного пучков и от расходимости лучей в самих пучках в точке их встречи (от кривизны волновых фронтов). При достаточно строгом совмещении осей пучков наблюдается система чередующихся концентрических темных и светлых колец. Чем меньше угловая расходимость пучков, тем меньше число колец в поле зрения; при очень малой расходимости одно центральное пятно занимает все поле. Если же оси интерферирующих пучков не параллельны, то кольца превращаются в полосы. При непрерывном перемещении подвижного отражателя будет наблюдаться непрерывное смещение интерференционных полос. Выделив при помощи диафрагмы небольшой участок поля интерференции (в пределах одной полосы), можно наблюдать непрерывное периодическое изменение интенсивности на этом участке. Полный цикл изменения интенсивности совершается при изменении расстояния D на половину длины волны света. Процедура измерения расстояния сводится к перемещению отражателя вдоль всей измеряемой дистанции и счету числа N прошедших полос *, после чего искомая длина вычисляется по формуле

$$D = \frac{\lambda}{2} N = \frac{\lambda_0}{2n} N, \qquad (3.58)$$

где λ_0 — длина волны света в вакууме; n — фазовый показатель преломления воздуха на трассе.

* Напомним, что число N есть целая часть порядка интерференции $p = N + \Delta N$; для большинства геодезических применений достаточно определять порядок интерференции с точностью до целого числа.

Счет полос в интерферометрах производится автоматически. При падении света на фотоприемник на выходе последнего возникает электрический сигнал, который при равномерном движении отражателя изменяется по гармоническому закону, а при неравномерном — имеет вид непериодической последовательности импульсов, соответствующих максимумам интенсивности света. Сигнал с фотоприемника подается на электронную схему счета импульсов. Счет полос должен быть реверсивным, т. е. учитывающим направление движения отражателя интерферометра. При реверсивном счете автоматически исключаются ошибки из-за ложных полос, обусловленных изменениями разности хода вследствие вибраций или колебаний показателя преломления воздуха.

Для осуществления реверсивного счета необходимо иметь два выходных сигнала, сдвинутых по фазе на 90°. Такие сигналы обычно получают использованием двух фотоприемников, установленных таким образом, что системы проходящих перед ними интерференционных полос сдвинуты относительно друг друга на 1/4 ширины полосы. Подсчитываемое число импульсов N автоматически умножается на половину длины волны излучения, и счетчик выдает непосредственно величину перемещения отражателя.

По такой схеме построены лазерные интерферометры первого поколения, в которых используется одночастотный стабилизированный лазер. Более совершенны интерферометры второго поколения — интерферометры гетеродинного типа с двухчастотным лазером, в которых измерения (счет импульсов) осуществляются на разностной частоте.

Двухчастотный гетеродинный интерферометр. Общий принцип построения схемы такого интерферометра описывался в § 6 (см. рис. 14). Здесь мы рассмотрим практически используемые варианты схемного решения. Общая схема интерферометра, более детальная, чем приводившаяся на рис. 14, изображена на рис. 63. Лазер *1* излучает две близкие оптических частоты ν_1 и ν_2, отличающиеся на величину порядка нескольких мегагерц, причем излучения частот ν_1 и ν_2 имеют круговые поляризации с противоположными направлениями вращения. Для этого обычно используется эффект Зеемана — расщепление частоты в магнитном поле. Магнитное поле создается соленоидом, в который помещают активный элемент лазера. Пройдя через соответствующим образом ориентированную четвертьволновую пластинку *2*, свет обеих длин волн превращается в линейно-поляризованный с ортогональными направлениями поляризации. После расширения пучка коллиматором *3* часть его отражается полупрозрачной пластинкой *4* на опорный фотоприемник *10*, а часть проходит на светоделитель *6*, разделяющий падающий на него пучок на две части и направляющий их соответственно на неподвижный отражатель *5* и подвижный удаленный отражатель *8*. После отражения от

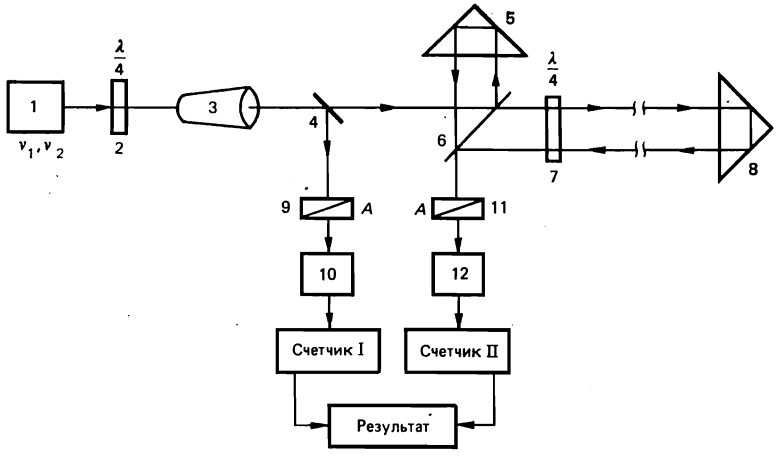


Рис. 63.
Общая схема двухчастотного гетеродинного интерферометра

отражателей *5* и *8* пучки соединяются светоделителем *6* и поступают на сигнальный фотоприемник *12*.

В соответствии с теоретическим обоснованием, изложенным в § 6, в описываемом интерферометре необходимо обеспечить такие условия, чтобы на поверхностях фотоприемников *10* и *12* происходила интерференция разночастотных колебаний ν_1 и ν_2. Так как после пластинки $\lambda/4$ эти колебания линейно поляризованы во взаимно перпендикулярных плоскостях, то для получения интерференции необходимо привести их к одной плоскости поляризации. Обеспечение этого условия на опорном фотоприемнике *10* выполняется при помощи устанавливаемого перед ним анализатора *9*, ориентированного так, что его ось пропускания составляет углы 45° с направлениями поляризации волн ν_1 и ν_2 (при такой ориентации достигается равенство амплитуд пропускаемых анализатором составляющих).

Обеспечение необходимых условий интерференции на сигнальном фотоприемнике *12* может быть осуществлено двумя способами. В одном из них в качестве светоделителя *6* используется обычное полупрозрачное зеркало, и, следовательно, как на неподвижный отражатель *5*, так и на подвижный отражатель *8* поступают колебания *обеих* частот ν_1 и ν_2, в результате чего после соединения пучков светоделителем на приемник *12* будут поступать две пары колебаний частот ν_1 и ν_2 с неизменными поляризациями, как это показано на рис. 64, *а*. Из рис. 64, *а* видно, что в одной плоскости поляризации оказываются колебания *одинаковых* частот, которые и будут интерферировать, в то время как необходимо, чтобы интерферировали колебания *разных* частот. Чтобы получить нужный результат, в дистанционном пучке устанавливают четвертьволновую пла-

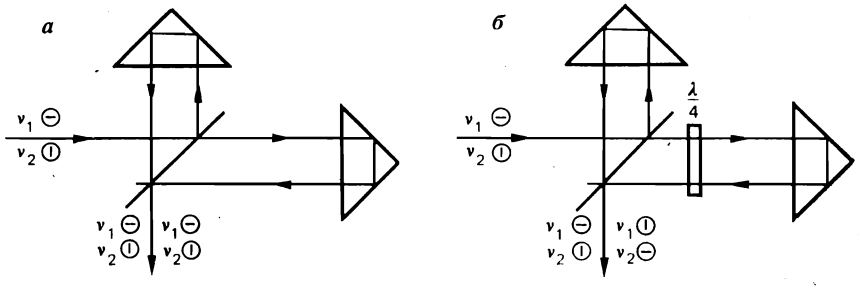


Рис. 64.
Поляризация интерферирующих пучков в сигнальном канале:
а — без пластинки λ/4; *б* — с пластинкой λ/4

стинку *7* (см. рис. 63), вследствие чего плоскость поляризации дистанционного пучка, дважды прошедшего через нее (в прямом и обратном направлениях), поворачивается на 90° *. В этом случае (рис. 64, *б*) в одинаковой плоскости оказываются колебания различных частот. Введя анализатор *11* (см. рис. 63), можно выделить ту или другую пару составляющих различных частот и одинаковых поляризаций, пропуская ее на сигнальный фотоприемник *12*.

Во втором способе в качестве светоделителя используется поляризационная призма (обычно объединенная с неподвижным уголковым отражателем в монолитный оптический блок, рис. 65). Призма осуществляет пространственное разделение пучков по их поляризации: луч одной поляризации проходит через диагональную поверхность, а луч ортогональной поляризации отражается от нее. Поэтому на неподвижный и подвижный отражатели направляются излучения разных частот; после отражения они соединяются призмой в один пучок, выходящий параллельно входному пучку в противоположном направлении. Содержащиеся в выходном пучке компоненты ν_1 и ν_2 по-прежнему имеют ортогональные поляризации, и для обеспечения их интерференции необходимо перед подачей такого пучка на сигнальный фотоприемник пропустить его через ориентированный под углом 45° анализатор *A* (см. рис. 65), роль которого аналогична роли анализатора перед опорным фотоприемником.

В результате интерференции на выходах опорного и сигнального фотоприемников возникают сигналы разностной частоты $F=|\nu_1-\nu_2|$. Как было показано в § 6, разность фаз этих сигналов $\varphi=\varphi^{II}-\varphi^{I}$ пропорциональна измеряемой ди-

* Действие четвертьволновой пластинки при двукратном происхождении луча эквивалентно действию полуволновой пластинки, которая поворачивает плоскость поляризации на угол $\alpha=180°-2\beta$, где β — угол между оптической осью пластинки и плоскостью поляризации падающего света. Если $\beta=45°$, то $\alpha=90°$.

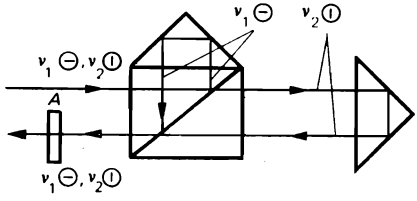


Рис. 65.
Поляризационное разделение пучков в сигнальном канале интерферометра

станции:

$$\varphi = \varphi^{II} - \varphi^{I} = \frac{2\pi}{\lambda} 2D, \quad (3.59)$$

и соответственно

$$D = \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{\varphi}{2\pi}. \quad (3.60)$$

Величина $\varphi/2\pi$ есть число полуволн света $\lambda/2$, укладывающихся на расстоянии; в общем случае оно равно $N+\Delta N$ и в большинстве работ, как уже отмечалось ранее, его достаточно знать с точностью до целого числа N. Мы видим, что формула для расстояния совершенно такая же, как и в случае интерферометра с одночастотным источником. Поэтому и число N определяется аналогичным образом — методом счета интерференционных полос при перемещении отражателя на всю длину измеряемой линии. Однако в технике осуществления этого счета есть небольшое отличие, заключающееся в том, что в гетеродинном интерферометре число N реализуется в виде разности

$$N = N_2 - N_1 = \frac{\varphi^{II}}{2\pi} - \frac{\varphi^{I}}{2\pi}, \quad (3.61)$$

где N_1 — число полос, проходящих за время движения отражателя перед опорным фотоприемником, а N_2 — число полос, проходящих за то же время перед сигнальным фотоприемником. Из выходных сигналов фотоприемников формируются импульсы и подаются на счетчики *I* и *II* (см. рис. 63), подсчитывающие числа N_1 и N_2. Далее осуществляется образование разности и умножение ее на половину длины волны, и результат выдается в виде расстояния.

Для лучшего уяснения работы гетеродинного интерферометра обратим внимание на следующее. В отличие от негетеродинного интерферометра, в котором счет полос возможен только при движении отражателя, так как при неподвижном отражателе нет перемещения полос перед фотоприемником, в гетеродинном интерферометре перемещение полос перед обоими фотоприемниками происходит и при неподвижном отражателе (нестационарная интерференция разночастотных колебаний), причем в этом случае скорость перемещения полос dN/dt перед опорным и сигнальным фотоприемниками одинакова и численно равна разностной частоте $F = |\nu_1 - \nu_2|$ (F полос в секунду). Поэтому счетчики в опорном и сигнальном каналах при неподвижном отражателе будут регистрировать одинаковое количество полос за любой интервал времени, т. е. $N_1 = N_2$. Если же отражатель движется, то в сигнальном канале возникает сдвиг частоты (так же как и в негетеродинном ин-

терферометре при движении отражателя), и скорость перемещения полос перед сигнальным фотоприемником становится равной $F \pm \Delta F$ полос в секунду, где ΔF — величина доплеровского сдвига, равная $2V/\lambda$ (V — скорость движения отражателя), а знак перед ΔF зависит от направления движения. В этом случае величины N_1 и N_2 за один и тот же интервал времени $\Delta t = t_2 - t_1$ будут различны, а именно

$$N_1 = N_1(t_2) - N_1(t_1) = \int_{t_1}^{t_2} \frac{dN_1}{dt}\, dt = \int_{t_1}^{t_2} F dt; \qquad (3.62)$$

$$N_2 = N_2(t_2) - N_2(t_1) = \int_{t_1}^{t_2} \frac{dN_2}{dt}\, dt = \int_{t_1}^{t_2} (F \pm \Delta F)\, dt, \qquad (3.63)$$

а их разность

$$N = |N_2 - N_1| = \int_{t_1}^{t_2} \Delta F dt = \frac{1}{2\pi} \int_{t_1}^{t_2} \Delta\Omega\, dt, \qquad (3.64)$$

т. е. разность показаний счетчиков в сигнальном и опорном каналах равна интегралу от доплеровского сдвига частоты, или, другими словами, интерферометр осуществляет *интегрирование доплеровского сдвига частоты за время измерения.* Поскольку интеграл от круговой частоты есть фаза ($2\pi N$), то регистрирующее устройство гетеродинного интерферометра иногда называют кумулятивным (т. е. накопительным, интегрирующим) фазометром.

В общем случае отражатель движется неравномерно со скоростью $V = V(t)$, и доплеровский сдвиг будет $\Delta F(t) = \frac{2V(t)}{\lambda}$. Подставляя его в (3.64) и учитывая, что при неравномерном движении $D(t) = \int V(t)\, dt$, получим

$$N = \int_{t_1}^{t_2} \Delta F(t)\, dt = \frac{2}{\lambda} \int_{t_1}^{t_2} V(t)\, dt = \frac{2}{\lambda} [D(t_2) - D(t_1)] = \frac{2D}{\lambda}, \qquad (3.65)$$

где D — пройденное расстояние. Отметим, что полученная величина не зависит от скорости движения отражателя, и поэтому непостоянство скорости не оказывает влияния на результат измерений интерферометром. Умножив подсчитанное число N на $\lambda/2$, получим расстояние D.

Точность измерения расстояний лазерными интерферометрами. Так как при лазерной интерферометрии со счетом полос определяется обычно только целое число полуволн света на расстоянии D, то последнее может быть измерено с точностью не более чем до половины длины волны света. Эта потенциальная точность может быть реализована лишь при условии безошибочности самой величины $\lambda/2$ в формуле $D = \frac{\lambda}{2} N$,

чего, разумеется, не бывает в действительности. Если длина волны известна с ошибкой m_λ, то это приводит к дополнительной ошибке в расстоянии, равной

$$m_D = m_\lambda \frac{N}{2}. \tag{3.66}$$

Таким образом, суммарная ошибка складывается из *ошибки дискретности счета*, равной $\lambda/2$, и ошибки, определяемой формулой (3.66) *.

Эта последняя ошибка, как легко показать, воспользовавшись соотношением $\lambda = \lambda_0/n = c/\nu n$, может быть в относительной мере представлена в виде

$$\frac{m_D}{D} = \sqrt{\left(\frac{m_\nu}{\nu}\right)^2 + \left(\frac{m_n}{n}\right)^2}. \tag{3.67}$$

Таким образом, ошибка в расстоянии, обусловленная неточным знанием длины волны в воздухе, определяется относительными ошибками частоты и показателя преломления.

Относительная ошибка частоты m_ν/ν характеризуется стабильностью частоты. Нестабильность частоты является следствием многих причин, среди которых можно назвать изменения температуры и давления, конвекцию воздуха, вибрационные эффекты и пр. Все эти факторы вызывают микроизменения оптической длины резонатора лазера, что приводит к изменениям частоты излучения. Для стабилизации частоты применяют методы, основанные на непрерывной подстройке длины резонатора и уровня мощности излучения. Современные схемы стабилизации частоты позволяют относительно простыми методами достичь стабильности порядка 10^{-8}, а применение более сложных методов позволяет получить достаточно долговременную (сотни секунд) стабильность порядка 10^{-10}—10^{-11}.

Для минимизации ошибки m_n/n (или просто m_n, так как для воздуха $n \simeq 1$) необходимо как можно точнее определять показатель преломления воздуха при интерференционных измерениях. Строго говоря, нам нужно знать среднеинтегральное значение показателя преломления вдоль всего оптического пути света. При небольших измеряемых расстояниях важна не столько проблема осреднения, сколько проблема точного определения показателя преломления в отдельной точке. В современных интерферометрах показатель преломления определя-

---

* В интерферометрах в ряде случаев (при работах метрологического характера) производится определение дробной части цикла ΔN (доли интерференционной полосы), и ошибка дискретности устраняется. При этом аппаратурная точность определения доли полосы может достигать 0,01 полосы и даже более, или, в линейной мере, порядка 10^{-3} мкм (одна полоса соответствует $\lambda/2$, т. е. $\sim$0,3 мкм). Однако на практике реализация такой точности требует жесткой стабилизации частоты излучения и показателя преломления воздуха и, особенно на атмосферных трассах, остается лишь потенциальной, если речь идет об измерении больших перемещений.

ТАБЛИЦА 6

Интерферометр	Страна	Максимальное измеряемое расстояние, м	Точность измерений	Тип схемы	Тип лазера и стабильность частоты
Метрилас М100-Е	Франция	30	0,3 мкм + $+ 10^{-7} D$	Негетеродинная	He-Ne 1 мВт, одночастотный, 10^{-7}
Хьюлетт — Паккард	США	60	$5 \cdot 10^{-7} D$	Гетеродинная с разностью частот 1,8 МГц	He-Ne 120 мкВт, двухчастотный
ДИП-2	СССР	60	$5 \cdot 10^{-7} D$	Гетеродинная	He-Ne 20 мкВт, двухчастотный, 10^{-7}
ЛА 3002	ЧССР	30	$5 \cdot 10^{-7}$	Гетеродинная	He-Ne 0,2 мВт, одночастотный
ИПЛ-30К	СССР	30	$1{,}5 \cdot 10^{-6} D$	Негетеродинная	He-Ne, одночастотный

ется с точностью порядка нескольких единиц седьмого знака.

Если положить $m_v/v = 1 \cdot 10^{-8}$, $m_n/n = 5 \cdot 10^{-7}$, то получаем

$$\frac{m_D}{D} = \sqrt{(10^{-8})^2 + (5 \cdot 10^{-7})^2} = 5 \cdot 10^{-7},$$

что для расстояния, например, 25 м дает $m_D = 12{,}5$ мкм, т. е. величину, существенно превышающую ошибку дискретности ($\sim 0{,}3$ мкм).

Промышленные лазерные интерферометры для измерения расстояний. К настоящему времени разработаны и выпускаются серийно лазерные интерферометры нескольких типов. Основные сведения о наиболее распространенных из них приведены в табл. 6.

Дифференциальная лазерная интерферометрия. В тех случаях, когда важно знать не само расстояние, а его изменения во времени, т. е. вести непрерывное слежение за малыми смещениями, используются интерферометры, специально разработанные или приспособленные для таких измерений. Удаленный отражатель жестко закрепляется на объекте, деформации которого подлежат измерению. В этом случае не требуется определять число N, но необходимо измерять смещения интерференционных полос с точностью до малой доли полосы (счита-

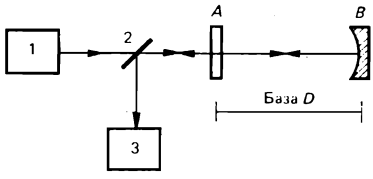


Рис. 66.
Интерферометр Фабри—Перо для дифференциальных линейных измерений

ется возможным регистрировать смещения до 0,01 полосы). Для этого применяются весьма чувствительные методы электронной регистрации интерференционной картины.

Для дифференциальных измерений, кроме интерферометра типа Майкельсона, часто используется интерферометр типа Фабри — Перо*. На рис. 66 приведена типичная схема такого интерферометра. Свет от лазера *1*, пройдя через полупрозрачное зеркало *2*, направляется в систему из двух параллельных зеркал *A* и *B*, которая и является собственно интерферометром Фабри—Перо. Зеркало *A* полупрозрачное, а зеркало *B* — отражающее; оно жестко связано с отслеживаемым объектом. Часть падающего пучка отражается от зеркала *A* обратно (опорный пучок), а часть проходит к зеркалу *B*, отражается от него и частично выходит из зеркала *A*, соединяясь с опорным пучком. (Многократные отражения между зеркалами *A* и *B* обеспечивают условия многолучевой интерференции.) Опорный и прошедший интерферометр пучки отводятся полупрозрачным зеркалом *2* на фотодетектор *3*. Зеркало *A* обычно плоское, зеркало *B* — сферическое с радиусом кривизны, равным расстоянию *AB*. Для устранения обратного влияния на лазер предусматривается оптическая развязка по поляризации (не показанная на рисунке), обеспечивающая гашение составляющей, проходящей от интерферометра к лазеру через полупрозрачную пластинку.

Малейшее смещение зеркала *B*, установленного на исследуемом объекте, приводит к соответствующему смещению интерференционных полос в плоскости приемника.

Особое внимание при дифференциальной интерферометрии уделяется стабилизации частоты излучения лазера и точности учета показателя преломления воздуха на пути света. При работе в открытой атмосфере главным препятствием к достижению необходимой высокой точности измерений являются флуктуации показателя преломления, приводящие к хаотической пульсации интерференционных полос. Для исключения влияния атмосферы лучшим средством является заключение дистанционного плеча интерферометра в вакуумированную трубу. При остаточном давлении порядка 10^{-5} мм рт. ст. отличие показателя преломления от единицы составит, как показывает расчет, всего $4 \cdot 10^{-12}$, т. е. оптическая длина будет равна геомет-

---

* Как известно, в интерферометре Фабри — Перо имеет место не двухлучевая, как в схеме Майкельсона, а многолучевая интерференция.

рической даже при длине плеча 1000 м; различие будет составлять 40 А, т. е. меньше 0,01 λ.

Интерферометры такого типа используются, например, для экспериментальных исследований деформаций земной коры с целью прогноза землетрясений и изучения различных сейсмических явлений. При этом, чем больше база (дистанционное плечо) интерферометра, тем большая чувствительность может быть получена. В случае применения вакуумированной трубы чувствительность практически ограничивается только стабильностью частоты излучения лазера, и при стабильности 10^{-10} составляет 0,1 мкм на базе 1 км.

Относительные интерференционные измерения. Рассмотрим теперь метод оптического умножения расстояний — так называемый относительный интерференционный метод, используемый для создания высокоточных базисов длиной в сотни метров и интерференционных компараторов, т. е. средств метрологического обеспечения геодезических линейных измерений.

Относительный метод, как указывалось в § 6, основан на идее оптического умножения точно известной длины в целое число раз, для реализации которой необходим источник некогерентного (белого) света. Появление интерференционной картины служит индикатором момента равенства оптических путей двух пучков, один из которых проходит m раз эталонную длину, а другой — двойное измеряемое расстояние, т. е. индикатором момента, когда дистанция оказывается кратной эталонной длине.

Для осуществления относительного метода используется интерференционная схема, предложенная в 1930 г. финским геодезистом Вяйсяля. Впоследствии неоднократно предлагались различные модификации этой схемы, но принцип действия интерферометра Вяйсяля остался неизменным. Этот принцип иллюстрируется рис. 67. Интерферометр состоит из осветителя O, трех зеркал M_1, M_2, M_3 и зрительной (приемной) трубы T. Осветитель содержит источник белого света (обычно лампу накаливания) и коллиматор. Коллимированный пучок света направляется на зеркало M_2, разделяющее его на два пучка (может использоваться как деление амплитуды, так и деление волнового фронта). Один пучок проходит к удаленному зеркалу M_3, отражается от него и попадает в зрительную трубу T. Второй пучок отражается в опорное плечо интерферометра, образованное зеркалами M_1 и M_2, и после нескольких отражений от них также попадает в зрительную трубу T.

Исходное расстояние между зеркалами M_1 и M_2 точно известно. Оно задается при помощи эталона длины — кварцевого жезла, помещаемого между зеркалами. Длина жезла предварительно измеряется в метрологической лаборатории абсолютным интерференционным методом.

Задача состоит в том, чтобы установить зеркало M_3 в такое

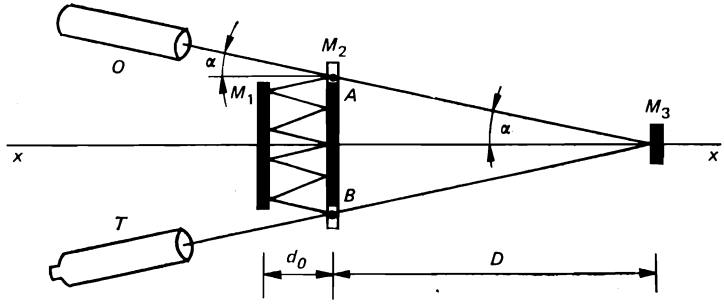


Рис. 67.
Общая схема интерферометра Вяйсяля

положение, при котором оптические пути опорного и дистанционного пучков окажутся равными друг другу. Если d_0 — расстояние между зеркалами M_1 и M_2, а D — между зеркалами M_2 и M_3, то, как ясно из рис. 67, оптический путь света в дистанционном плече (путь от точки A до точки B через зеркало M_3) равен $2Dn/\cos\alpha$, где n — средний показатель преломления воздуха в дистанционном плече, а оптический путь в опорном плече (путь от точки A до точки B между зеркалами M_1 и M_2) — $m \cdot 2d_0n_0/\cos\alpha$, где m — число отражений света от зеркала M_1, n_0 — показатель преломления воздуха в опорном плече. Интерференционная картина, наблюдаемая в зрительную трубу T, появляется тогда, когда оптические пути опорного и дистанционного плеч уравнены с точностью до длины когерентности белого света, т. е. до 2—3 мкм *. В этом случае

$$2Dn = m \cdot 2d_0n_0, \tag{3.68}$$

откуда может быть вычислено расстояние D:

$$D = md_0\frac{n_0}{n}\ **. \tag{3.69}$$

Число m из-за небольшой мощности излучения и ограниченности размеров зеркал M_1 и M_2 обычно не превышает шести. Длина эталона ограничена размером кварцевого жезла и не превышает 1—1,2 м. Поэтому расстояние D составляет 6—8 м.

Такая длина еще недостаточно велика для использования ее в качестве метрологического базиса. Для ее увеличения про-

---

* Уравнивание может производиться плавным микрометренным перемещением зеркала M_3. При этом, если осуществить визуальное наблюдение через спектроскоп, то можно наблюдать интерференцию при разности хода гораздо большей, чем 2—3 мкм — примерно при 0,5 мм, а в случае применения оптического компенсатора эта величина еще более увеличивается (до 2—3 мм), что облегчает поиск интерференционной картины.

** В качестве n и n_0 должны использоваться (см. стр. 70) групповые показатели преломления для эффективной длины волны белого света (см. стр. 72—73).

изводят следующий этап умножения, используя эту длину в качестве эталона. Теперь опорное плечо образуют между плоскостями M_2 и M_3, а концевое зеркало устанавливают дальше по линии *xx*. Таких последовательных этапов умножения может быть несколько; с каждым следующим этапом кратность (число m) обычно уменьшают из-за возрастания сложности измерений. Наибольшая измеренная таким методом длина (к 1982 г.) составляет 864 м (базис в Нуммела, Финляндия) со следующими этапами умножения: 1 м$\times$6$\times$4$\times$3$\times$3$\times$2$\times$2= =864 м.

Относительные интерференционные измерения — исключительно трудоемкая работа, сложная в организационном и техническом отношении и требующая большой и тщательной подготовки. Поэтому такие измерения приобретают характер уникального эксперимента, и лишь несколько стран располагают интерференционными базисами длиной до 1 км. Значительно меньше усилий требуется для создания *интерференционных компараторов* — коротких базисов для компарирования инварных проволок, так как в этом случае достаточно двух этапов умножения (например, для постройки базиса длиной 24 м).

При реализации относительных интерференционных измерений все элементы интерферометра устанавливаются на фундаментальных опорах — бетонных столбах или тумбах, закладка которых производится после предварительной разбивки трассы. Высокая чувствительность относительного интерференционного метода в то же время доставляет большие трудности при подготовительных работах, предъявляя жесткие требования к точности предварительной установки зеркал и их юстировке. Зеркала должны быть установлены так, чтобы оптические пути дистанционного и опорного пучков были равны с точностью порядка миллиметра; для этого приходится выполнять предварительные измерения инварными проволоками. Если указанная точность не выдержана, то чрезвычайно затрудняется поиск интерференционной картины при работе интерферометра, т. е. точная настройка на условие (3.68).

Отметим, что для измерения расстояний в оптическом диапазоне, кроме рассмотренных выше приборов, могут быть применены дальномерные устройства других типов, несколько отличающиеся по своему принципу работы от традиционных светодальномеров и интерферометров. Однако они пока еще не получили широкого практического применения, и поэтому мы здесь ограничимся лишь упоминанием о них с указанием литературы, в которой можно почерпнуть более полные сведения. Это следующие устройства:

— светодальномеры с активным отражателем [13, 15, 19];

— лазерные дальномеры на межмодовых биениях [14, 20];

— светодальномеры с обратной связью через измеряемую дистанцию [14, 20];

— лазерные интерферометры с обратной связью [20].

ГЛАВА 4
РАДИОДАЛЬНОМЕТРИЯ

В этой главе мы переходим к изучению дальномерных устройств и систем радиодиапазона. В этот класс входят геодезические УКВ радиодальномеры, радиогеодезические системы и спутниковые радиосистемы. Наиболее подробно излагаются вопросы, касающиеся радиодальномеров — приборов, которые, наряду со светодальномерами, в настоящее время стали одним из основных средств линейных измерений при создании геодезических сетей различного назначения.

§ 18. ОСНОВЫ УСТРОЙСТВА РАДИОДАЛЬНОМЕРОВ

Геодезические радиодальномеры реализуют фазовый метод измерений. Чтобы разобраться в работе радиодальномера, необходимо иметь представление о том, как осуществляется излучение, модуляция и прием колебаний в радиодиапазоне. В общем виде сведения об этих процессах даются в курсе радиотехники. Однако представляется целесообразным напомнить эти вопросы применительно к радиодальнометрии и кратко рассмотреть те основные элементы радиодальномера, при помощи которых осуществляются вышеуказанные процессы. Геодезические фазовые дальномеры работают, как правило, в СВЧ-диапазоне, и в устройствах для излучения и приема колебаний используются специфические принципы СВЧ-техники, отличающиеся от принципов радиотехники более низких частот. Это в первую очередь относится к генерированию колебаний, с рассмотрения которого мы и начнем обзор основных функциональных элементов радиодальномерной аппаратуры.

Генераторы несущих колебаний

Генератор СВЧ колебаний, как и любой генератор, состоит из колебательной системы и устройства для обеспечения незатухающих колебаний.

В геодезических радиодальномерах используется сантиметровый диапазон волн (10 см или, чаще, 3 см). В качестве колебательной системы для этого диапазона используется *объемный резонатор*, роль которого аналогична роли колебательного контура на менее высоких частотах, а обеспечение режима незатухающих колебаний достигается при помощи того или иного электровакуумного или полупроводникового прибора, предназначенного для работы на СВЧ.

Из электровакуумных СВЧ-приборов в радиодальномерах обычно применяется *отражательный клистрон*. При этом кли-

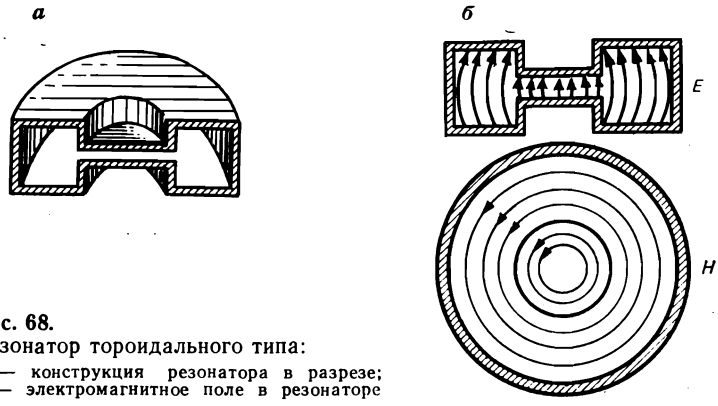


Рис. 68.
Резонатор тороидального типа:
а — конструкция резонатора в разрезе;
б — электромагнитное поле в резонаторе

строн и объемный резонатор образуют особую конструкцию, в которой резонатор является необходимой составной частью клистрона. Для волн 3 см и менее эта конструкция неразъемна (клистрон с внутренним резонатором), а для волн 10 см клистрон работает с внешним резонатором и может отделяться от него (например, для замены).

Кроме клистронного генератора, для волн указанного диапазона может применяться генератор на полупроводниковых приборах. В таком генераторе могут использоваться СВЧ-транзистор, лавинно-пролетный диод (ЛПД) или диод Ганна, помещаемые в объемный резонатор.

Объемные резонаторы. Конструкции объемных резонаторов могут быть различными. В клистронных генераторах обычно применяется тороидальный резонатор вида, показанного на рис. 68. В полупроводниковых генераторах используется разновидность тороидального резонатора, называемая коаксиальным резонатором (рис. 69). Его можно рассматривать как короткий отрезок коаксиальной линии с внутренним проводником *А*, короткозамкнутый на одном конце и имеющий емкость на другом.

Колебательная система в виде объемного резонатора обладает гораздо большей добротностью, чем обычный колебательный контур. Так как резонатор представляет собой замкнутый объем, ограниченный металлической поверхностью, являющейся хорошим экраном, то электромагнитное поле существует только внутри резонатора, т. е. отсутствуют потери на излучение в окружающее пространство. Вывод (отбор) электромагнитной энергии из резонатора осуществляется при помощи *элементов связи* — различного типа штырьков и витков, вводимых внутрь резонаторного объема.

В отличие от колебательного контура, имеющего одну собственную частоту, объемный резонатор имеет множество резонансных частот. Это связано с возможностью возбуждения в резонаторе многих типов колебаний (мод), соответствующих различным числам стоячих полуволн, укладывающихся вдоль

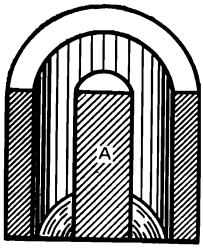


Рис. 69. Коаксиальный резонатор

всех трех размеров резонатора. Получение того или иного типа колебаний зависит от частоты возбуждающих колебаний и от способа возбуждения, т. е. от конкретного генератора СВЧ колебаний.

Настройка объемного резонатора на нужную частоту производится изменением его объема. Наиболее распространенным способом изменения объема является применение плунжера — подвижного поршня, который может вдвигаться или ввинчиваться в резонатор. Такой способ называется механической настройкой. Другой способ настройки состоит во включении в резонатор конденсатора переменной емкости (электрическая настройка).

Клистрон. Клистронный генератор. Используемый в радиодальномерах *отражательный клистрон* представляет собой электровакуумный прибор со специфическим механизмом управления электронным потоком. На рис. 70 показана схема включения отражательного клистрона с внешним объемным резонатором. Принцип работы клистрона рассматривается в соответствующем разделе курса радиотехники, и мы на нем подробно останавливаться не будем. Напомним лишь, что в клистроне осуществляется модуляция скорости потока электронов переменным СВЧ полем объемного резонатора, что приводит к группированию электронов в электронные сгустки при возвращении их к резонатору из тормозящего поля отражателя, т. е. к модуляции плотности электронного потока. Подбором напряжений на резонаторе ($E_{рез}$) и отражателе ($E_{отр}$) создаются такие условия, при которых в моменты возвращения электронных сгустков в резонаторное пространство поле резонатора оказывается тормозящим. В результате торможения кинетическая энергия электронных сгустков переходит в электромагнитную энергию СВЧ поля резонатора, т. е. электронный поток отдает свою энергию объемному резонатору, восполняя потери и создавая режим незатухающих СВЧ колебаний в объемном резонаторе.

Условия хорошего группирования электронов могут быть получены при нескольких определенных величинах отрицательного напряжения на отражателе клистрона. В соответствии с этим у клистрона существует несколько областей, в пределах которых возможна генерация колебаний — так называемые *зоны генерации.*

Обычно в одной из зон мощность больше, чем в других — в той зоне, для которой группирование электронов получается наилучшим. Что касается абсолютного значения мощности, то из-за низкого к. п. д. (менее 5 %) оно обычно менее 1 Вт, т. е. отражательные клистроны являются маломощными устройствами.

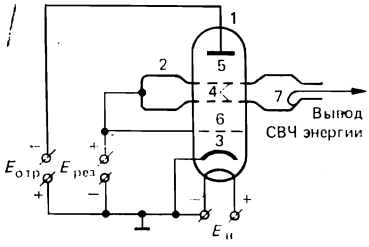


Рис. 70.
Схема включения отражательного клистрона:

1 — клистрон; *2* — объемный резонатор; *3* — катод; *4* — сетки с дисковыми выводами для подключения объемного резонатора; *5* — отражатель; *6* — вспомогательный ускоряющий электрод; *7* — петля связи для отбора энергии из резонатора

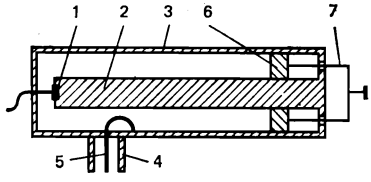


Рис. 71.
СВЧ-генератор на полупроводниковом диоде:

1 — диод; *2* — внутренний проводник коаксиального резонатора; *3* — внешний проводник; *4* — выходная коаксиальная линия; *5* — петля связи; *6* — короткозамыкающий поршень; *7* — механизм привода поршня

Изменение частоты колебаний клистронного генератора осуществляется, как было отмечено выше, изменением объема резонатора при помощи плунжера. Этим способом можно перестраивать частоту на ±20 %.

Одним из привлекательных свойств отражательного клистрона, во многом обусловившим его применение в различных устройствах, в том числе и в радиодальномерах, является возможность изменять частоту в небольших пределах (до 5 %, в специальных клистронах — до 10—15 %) изменением напряжения на отражателе. Этот способ называется *электронной настройкой.* При изменении частоты колебаний уменьшается мощность, так как нарушается точность выполнения условия попадания частоты в центр зоны генерации. Если периодически изменять величину отрицательного напряжения на отражателе, то, очевидно, периодически будут изменяться частота и мощность колебаний. Поэтому электронная настройка позволяет простым способом осуществить модуляцию генерируемых колебаний (как по частоте, так и по амплитуде), что и используется в радиодальномерах (см. стр. 211).

Полупроводниковые генераторы СВЧ. Из полупроводниковых диодов для генерации СВЧ колебаний могут использоваться не любые диоды, а такие, которые обладают (или могут обладать при определенном режиме) отрицательным сопротивлением, т. е. наличием падающего участка вольт-амперной характеристики. Таким свойством характеризуются туннельные диоды, лавинно-пролетные диоды и диоды на основе эффекта Ганна. Физический смысл осуществления генерации заключается в том, что при подключении диода к колебательной системе в последнюю вносится отрицательное сопротивление, компенсирующее сопротивление потерь в колебательной системе, в результате чего достигается режим незатухающих колебаний.

Туннельные диоды, основанные на туннельном эффекте в p—n-переходе, могут генерировать колебания с частотой до 100 ГГц, но мощность генерируемых колебаний не превышает обычно нескольких милливатт.

Лавинно-пролетные диоды, основанные на явлении лавинного пробоя в p—n-переходе, обеспечивают мощность от десятков милливатт до единиц ватт при частотах в диапазоне $5 \div 70$ ГГц.

Туннельные диоды или ЛПД помещают в объемный резонатор коаксиального типа, как показано на рис. 71.

Наиболее перспективными считаются *диоды Ганна*, работа которых основана на эффекте, открытом английским физиком Д. Ганном в 1963 г. Эффект Ганна состоит в том, что в объеме однородного полупроводника (не имеющего p—n-перехода) при достаточно большой величине приложенного к полупроводнику постоянного напряжения возникают СВЧ колебания (без внешнего резонатора). Механизм их возникновения основан на образовании резко очерченной области сильного электрического поля и высокого сопротивления (так называемого домéна), движущейся с большой скоростью $v_{дом}$ через кристалл полупроводника. Частота колебаний может быть оценена по соотношению

$$f = \frac{v_{дом}}{L}, \qquad (4.1)$$

где L — толщина кристалла. Для арсенида галлия $v_{дом} = 10^7$ см/с, и при типичной толщине $L = 10$ мкм получаем $f = 10$ ГГц.

Для достижения более высоких частот необходимая толщина кристалла слишком мала, но можно повысить частоту, поместив кристалл во внешний резонатор. В этом случае механизм генерации несколько изменяется, и частота определяется параметрами резонатора.

В настоящее время генераторы на диодах Ганна работают на частотах в диапазоне 100 МГц — 60 ГГц. В диоде Ганна рабочим является весь объем полупроводника, в то время как в обычных диодах работает лишь часть объема, занимаемая p—n-переходом. Поэтому от диодов Ганна можно получить более высокие мощности. Уже сейчас достигнуты мощности до десятков ватт в непрерывном режиме.

Преимуществом применения полупроводниковых СВЧ диодов является общее достоинство полупроводниковых приборов по сравнению с электровакуумными — их весьма малые размеры и масса. Однако в большинстве геодезических радиодальномеров в настоящее время используются клистронные генераторы.

Модуляция СВЧ колебаний

В фазовых радиодальномерах несущие СВЧ колебания модулируются колебаниями более низкой масштабной частоты, к которой относятся фазовые измерения.

В наземных геодезических радиодальномерах применяется, как правило, частотная модуляция колебаний клистронного генератора.

Частотная модуляция. Пусть немодулированное излучение клистронного генератора описывается выражением вида

$$\varepsilon = \varepsilon_m \sin \omega t. \tag{4.2}$$

Для осуществления частотной модуляции используется, как отмечалось в предыдущем разделе, явление, заключающееся в изменении частоты колебаний при изменении величины отрицательного напряжения на отражателе клистрона.

Источником модулирующего сигнала является кварцевый генератор. Пусть этот генератор вырабатывает напряжение

$$U_\Omega = U_m \sin \Omega t. \tag{4.3}$$

Если на отражатель клистрона, кроме постоянного отрицательного напряжения ($-E_{отр}$), подать напряжение U_Ω от кварцевого генератора, то суммарное напряжение на отражателе будет

$$U_{отр} = -E_{отр} + U_m \sin \Omega t, \tag{4.4}$$

и при условии $|E_{отр}| < U_m$ суммарное напряжение остается отрицательным, но его величина изменяется во времени по гармоническому закону с частотой Ω. Вследствие этого будет изменяться и частота колебаний.

Модуляционная характеристика клистронного генератора (зависимость частоты от напряжения на отражателе) имеет вид, показанный на рис. 72. Обычно работают на линейном участке характеристики (соответствующим выбором $|E_{отр}|$ и U_m). При этом, как видно из рис. 72, несущая частота изменяется во времени по закону модулирующего напряжения, но в противофазе с ним, т. е. если постоянному напряжению $-E_{отр}$ соответствует частота ω_0, то при напряжении $(-E_{отр} + U_m \sin \Omega t)$ частота изменяется по закону

$$\omega(t) = \omega_0 - \Delta\omega \sin \Omega t, \tag{4.5}$$

где $\Delta\omega$ — девиация частоты.

Уравнение (4.2) колебаний клистронного генератора при изменяющейся во времени частоте $\omega = \omega(t)$ превратится в уравнение ЧМ колебаний:

$$\varepsilon_{ЧМ} = \varepsilon_m \sin \left[\int_0^t \omega(t)\, dt \right]. \tag{4.6}$$

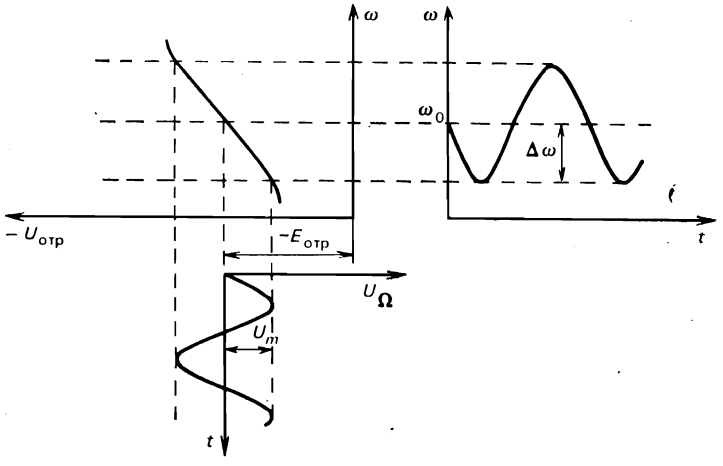


Рис. 72.
Модуляция частоты клистронного генератора

Подставляя в (4.6) закон изменения частоты по (4.5), получим

$$\varepsilon_{\text{ЧМ}} = \varepsilon_m \sin(\omega_0 t + \beta \cos \Omega t), \qquad (4.7)$$

где $\beta = \Delta\omega/\Omega$ — величина, называемая индексом частотной модуляции.

В геодезических радиодальномерах β обычно составляет 0,7—0,8. Спектр ЧМ колебания при $\beta = 0{,}7$ показан на рис. 73. Полезными являются только составляющие ω_0, $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$; наличие остальных гармоник приводит к искажениям сигнала. Однако эти искажения невелики, так как амплитуда составляющих с частотами $\omega_0 \pm 2\Omega$ равна примерно 7 %, а составляющих с частотами $\omega_0 + 3\Omega$—1 % от амплитуды основной частоты ω_0.

Частотно-импульсная модуляция. Наряду с ЧМ по гармоническому закону в радиодальномерах может использоваться частотно-импульсная модуляция (ЧИМ), для осуществления которой на отражатель клистрона подается периодическая последовательность импульсов. Характер модуляции в этом случае показан на рис. 74. Если синусоидальный и импульсный модулирующие сигналы подаются на отражатель клистрона одновременно, что имеет место на ведомой станции в некоторых типах радиодальномеров, то модулированное колебание, излучаемое клистронным генератором, получается весьма сложным по форме, а изменение частоты следует одновременно синусоидальному и импульсному законам. Эти два вида модуляции частоты разделяются после приема на другой (ведущей) станции радиодальномера (см. стр. 219).

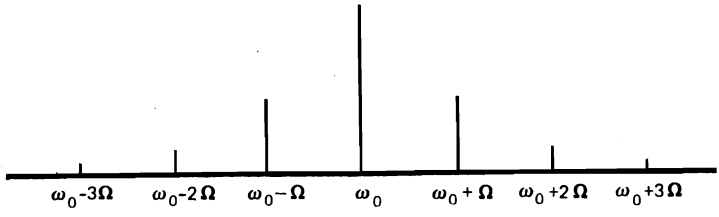


Рис. 73.
Амплитудный спектр ЧМ колебания при $\beta=0{,}7$

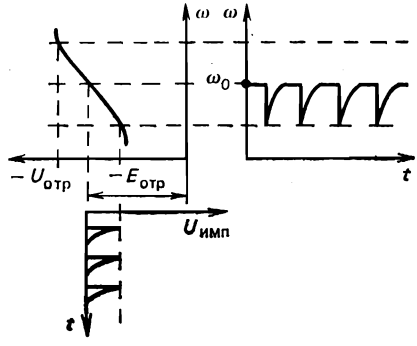


Рис. 74.
Частотно-импульсная модуляция клистронного генератора

Антенные системы

Антенные системы, или антенно-фидерные устройства, состоят из *антенны* и *фидерной линии.* Антенна служит для направленного излучения или приема электромагнитных волн, а фидерная линия — для передачи энергии от генератора к антенне или от антенны к приемнику. Антенные устройства обладают свойством обратимости, т. е. любая передающая антенна может служить приемной, и наоборот. Направленные свойства антенн характеризуются *диаграммой направленности,* показывающей пространственное распределение напряженности поля излучаемых антенной волн.

В геодезических радиодальномерах применяются два типа антенн: параболические зеркальные антенны и рупорные антенны.

Параболическая антенна. Она представляет собой металлическое зеркало в форме параболоида вращения, в фокусе которого установлен *облучатель.* Выбор параболической поверхности обусловлен тем ее свойством, что если в ее фокусе поместить точечный источник, то лучи, отраженные от нее, выйдут параллельным пучком.

В качестве облучателя при длине волн 10 см обычно используется *симметричный полуволновый вибратор* (диполь). Он представляет собой проводник длиной около $\lambda/2$, разрезанный посередине. СВЧ энергия подводится к внутренним концам двух четвертьволновых половин. Такой вибратор обладает резонансными свойствами: он хорошо излучает (и принимает) электромагнитные волны длиной λ. В направлении своей оси

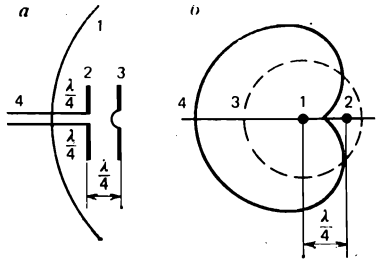


Рис. 75.
Параболическая антенна в радиодальномерах 10-сантиметрового диапазона:

а — схема элементов антенны: *1* — параболическое зеркало; *2* — активный вибратор; *3* — рефлектор; *4* — фидерная линия; *б* — распределение энергии облучателя: *1* — активный вибратор; *2* — рефлектор; *3* — диаграмма направленности активного вибратора; *4* — результирующая диаграмма направленности активного вибратора и рефлектора

вибратор не излучает; максимальное излучение наблюдается в плоскости, перпендикулярной оси (эту плоскость называют экваториальной, а любую проходящую через вибратор плоскость — меридиональной), причем оно одинаково по всем направлениям в этой плоскости. Для эффективной же работы антенны необходимо, чтобы максимум излучения приходился в направлении параболического зеркала. С этой целью обычно используется второй полуволновый вибратор, устанавливаемый *дальше* от параболического зеркала (по его оси), чем первый, на величину $\lambda/4$ (рис. 75, *а*) и называемый *рефлектором*. В антеннах радиодальномеров применяют пассивный рефлектор. Термин «пассивный» означает, что к нему непосредственно не подводится энергия; внутренние концы его соединяются накоротко. Пассивный рефлектор получает энергию от волн, излучаемых первым (активным) вибратором. В результате интерференции полей активного и пассивного вибраторов, разнесенных на расстояние $\lambda/4$, создаются такие фазовые соотношения, что максимум энергии направляется в сторону, противоположную рефлектору, т. е. в сторону параболического зеркала. Диаграмма направленности системы из активного и пассивного вибраторов в экваториальной плоскости показана на рис. 75, *б*. Она представляет собой кардиоиду, в то время как диаграмма одиночного активного вибратора, показанная на рис. 75, *б* пунктиром, есть окружность.

Вместо рефлектора возможно применять *директор* — пассивный вибратор, расположенный на $\lambda/4$ *ближе* к параболическому зеркалу, чем активный вибратор. Директор направляет излучение в свою сторону, т. е. на зеркало. Рефлектор можно также заменить *контррефлектором* — дополнительным небольшим зеркалом, которое может быть плоским, сферическим, параболическим и гиперболическим. Система с параболическим главным зеркалом и гиперболическим контррефлектором (один фокус которого совпадает с фокусом параболоида, а второй лежит на его оси) называется антенной типа Кассегрена.

В качестве фидерной линии для волн длиной 10 см обычно применяется коаксиальный кабель (с согласующим устройством), проходящий через отверстие в параболическом зеркале.

В параболической антенне для длины волны 3 см используется не система вибраторов, а рупорный волноводный облуча-

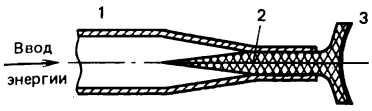


Рис. 76.
Рупорный волноводный облучатель для длины волны 3 см:
1 — круглый волновод; *2* — диэлектрик; *3* — металлический контррефлектор

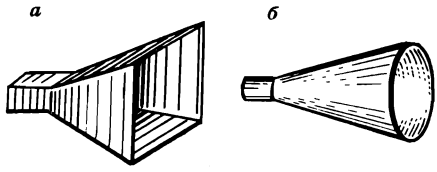


Рис. 77.
Рупорная антенна:
а — пирамидальный рупор; *б* — конический рупор

тель с контррефлектором (металлическим зеркалом). Одна из конструкций такого типа показана на рис. 76. Излучение из открытого конца волновода распространяется в высокочастотном диэлектрике, материал которого обладает сравнительно небольшими потерями на СВЧ, отражается контррефлектором и направляется через диэлектрик в сторону параболического зеркала.

В радиодальномерах для передачи и приема используется одно и то же зеркало, а разделение сигналов производится применением двух облучателей (для $\lambda = 10$ см) или в волноводном тракте (для 3 см) при помощи развязывающих устройств.

Излучение вибратора линейно поляризовано, и это обстоятельство также используют для развязки передающего и приемного трактов, располагая передающий и приемный облучатели перпендикулярно друг другу.

Рупорная антенна. Антенны этого типа имеют очень простую конструкцию и представляют собой по существу волновод, расширяющийся на одном конце (рис. 77). Расширение, образующее рупор, необходимо для согласования волновода с открытым пространством (с целью устранить отражение волн обратно в волновод) и для создания направленности излучения. Рупорные антенны могут иметь различную конфигурацию. Оптимальный угол раствора рупора зависит от его длины; с увеличением длины он уменьшается и уменьшается ширина диаграммы направленности. Однако слишком увеличивать длину конструктивно неудобно и поэтому недостаток рупорных антенн — относительно большая ширина диаграммы направленности (десятки градусов при приемлемых размерах), что влияет на дальность действия радиодальномера. Достоинством же рупорных антенн является их широкополосность — способность работать в достаточно широком диапазоне волн без изменения конструкции (требуется только изменение настройки согласующих устройств фидерных линий).

Диаграмма направленности антенн радиодальномеров. Для построения диаграммы направленности измеряют напряженность поля во всех направлениях вокруг антенны на одинаковых расстояниях от ее центра. Результаты измерений изображают графически, откладывая в определенном масштабе зна-

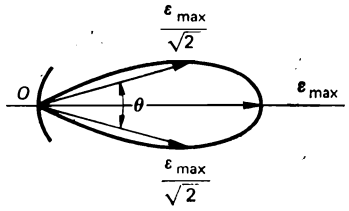


Рис. 78.
Диаграмма направленности параболической антенны радиодальномера

чения напряженности вдоль различных направлений из центра антенны O (рис. 78) и соединяя полученные точки плавной кривой. Шириной диаграммы направленности называют угол θ между двумя направлениями, соответствующими уменьшению напряженности поля в $\sqrt{2}$ раз от максимального значения (или уменьшению мощности в 2 раза).

Для параболической антенны диаграмма одинакова в горизонтальной и вертикальной плоскостях и имеет вид, изображенный на рис. 78. Ширина диаграммы θ зависит от диаметра зеркала d и длины волны ($\theta \sim \lambda/d$). При $d=0{,}5$ м угол θ равен 12—15° для $\lambda=10$ см, 5—6° для $\lambda=3$ см и $\sim 1°$ для $\lambda=8$ мм.

Приемные тракты

На каждой станции радиодальномера происходит прием и смешение модулированных колебаний от своей и другой станции, выделение и усиление разностной (промежуточной) частоты и детектирование. Дальнейшие операции на ведущей и ведомой станциях существенно различаются: на ведомой станции осуществляется передача продетектированного сигнала на ведущую станцию, а на ведущей станции — фазовые измерения.

Рассмотрим приемные тракты более подробно. Итак, прежде всего на каждой станции должен быть *смеситель*, в котором осуществляется смешение своих и принятых от другой станции ЧМ колебаний. Смесителем обычно служит полупроводниковый диод, нагрузкой которого является колебательный контур, настроенный на разность несущих частот смешиваемых колебаний, называемую промежуточной частотой. Смеситель имеет нелинейную вольт-амперную характеристику (зависимость тока i от напряжения U), с достаточной точностью описываемую полиномом вида

$$i = a_0 + a_1 U + a_2 U^2, \qquad (4.8)$$

где a_0, a_1, a_2 — экспериментально определенные коэффициенты.

При подаче на смеситель двух ЧМ колебаний напряжение U является суммой двух напряжений: $U = U_{\text{ЧМ}_1} + U_{\text{ЧМ}_2}$, и

$$i = a_0 + a_1 (U_{\text{ЧМ}_1} + U_{\text{ЧМ}_2}) + a_2 (U_{\text{ЧМ}_1} + U_{\text{ЧМ}_2})^2. \qquad (4.9)$$

Поскольку напряжения $U_{\text{ЧМ}_1}$ и $U_{\text{ЧМ}_2}$ образовались в результате приема колебаний от различных станций *1* и *2*, расстояние D между которыми радиоволны проходят за время $\tau_D = D/v$, то можно записать (начальные фазы для простоты не учитываем):

$$U_{\text{ЧМ}_1} = U_{m_1} \sin(\omega_1 t + \beta_1 \cos \Omega_1 t); \qquad (4.10)$$

$$U_{\text{ЧМ}_2} = U_{m_2} \sin[\omega_2 (t - \tau_D) + \beta_2 \cos \Omega_2 (t - \tau_D)]. \qquad (4.11)$$

Подставляя эти выражения в (4.9), можно получить спектр тока на выходе смесителя. Из этого спектра нас интересует лишь составляющая промежуточной частоты $\omega_{\text{пр}} = |\omega_1 - \omega_2|$. Подробный анализ показывает (см. например, [13]), что напряжение промежуточной частоты, выделяемое на нагрузке фильтра УПЧ, описывается уравнением вида

$$U_{\text{пр}} = U_{m_{\text{пр}}} [1 + m \cdot \cos(\Omega t + \varphi_\Omega)] \cos(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_\omega), \qquad (4.12)$$

где $\Omega = |\Omega_1 - \Omega_2|$, а фазы φ_Ω и φ_ω есть функции времени τ_D, причем их значение зависит от того, на какой станции — ведущей или ведомой — рассматривается процесс смешения. Если индекс 1 означает ведущую, а индекс 2 — ведомую станцию, то на ведущей станции $\varphi_\Omega = \Omega_2 \tau_D$, $\varphi_\omega = \omega_2 \tau_D$, а на ведомой $\varphi_\Omega = -\Omega_1 \tau_D$, $\varphi_\omega = -\omega_1 \tau_D$.

Соотношение (4.12) есть уравнение *амплитудно-модулированного* колебания с несущей частотой $\omega_{\text{пр}}$. Действительно, оно имеет вид

$$U_{\text{пр}} = A(t) \cos(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_\omega),$$

т. е. имеет амплитуду $A(t)$, изменяющуюся во времени по закону

$$A(t) = U_{m_{\text{пр}}} [1 + m \cos(\Omega t + \varphi_\Omega)] \qquad (4.13)$$

с частотой $\Omega = |\Omega_1 - \Omega_2|$, которая, отметим, намного ниже модулирующих частот Ω_1 и Ω_2.

Величина m есть коэффициент амплитудной модуляции, характеризующий ее глубину. Он зависит от индексов частотной модуляции и при $\beta_1 = \beta_2 = 0{,}7$ равен 0,28. Множитель $U_{m_{\text{пр}}}$ в (4.13) есть амплитудное значение напряжения $U_{\text{пр}}$; оно пропорционально произведению $U_{m_1} \cdot U_{m_2}$.

Таким образом, при смешении двух ЧМ колебаний с несущими частотами ω_1 и ω_2 и модулирующими частотами Ω_1 и Ω_2 возникает АМ колебание частоты $\omega_{\text{пр}} = |\omega_1 - \omega_2|$ с огибающей частоты $\Omega = |\Omega_1 - \Omega_2|$, определяемой уравнением (4.13).

В полученном АМ сигнале информация о времени распространения τ_D содержится как в фазе несущей (величина φ_ω), так и в фазе огибающей (величина φ_Ω). Гораздо легче работать с низкой частотой Ω, чем с высокой частотой $\omega_{\text{пр}}$. Поэтому далее выделяют огибающую, для чего АМ сигнал подвергают амплитудному детектированию. В качестве детектора используется обычно полупроводниковый диод, к которому добавляется RC фильтр, пропускающий только колебания низкой частоты Ω.

В соответствии с изложенным приемный тракт должен содержать: приемную антенну, смеситель, усилитель промежу-

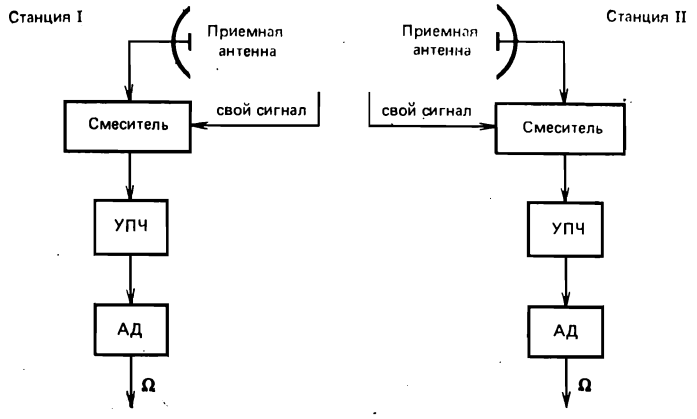


Рис. 79.
Построение приемного тракта станции радиодальномера

точной частоты (УПЧ) и амплитудный детектор (АД); до амплитудного детектора включительно схемы ведущей и ведомой станций идентичны (рис. 79).

На выходе амплитудного детектора каждой станции выделяется гармонический низкочастотный сигнал вида

$$U_{\text{НЧ}} = B\cos\left(\Omega t + \varphi_{\Omega}\right), \qquad (4.14)$$

где $B = mU_{m_{\text{пр}}}$. При этом, как уже отмечалось выше, φ_{Ω} равно $\Omega_2\tau_D$ на ведущей и $-\Omega_1\tau_D$ на ведомой станции.

Чтобы извлечь информацию о τ_D, надо измерить разность фаз между НЧ сигналами станций *I* и *II*. Для этого необходимо сначала передать НЧ сигнал с одной станции на другую. Это тот этап, на котором функции станций разделяются на ведомую и ведущую (ведущая та станция, на которую передается НЧ сигнал и где производятся фазовые измерения).

Канал передачи НЧ сигнала

Передача сигнала низкой частоты Ω с ведомой станции на ведущую осуществляется при помощи *дополнительной* частотной модуляции колебаний клистронного генератора низкочастотным сигналом.

В первом поколении радиодальномеров использовалась частотно-импульсная модуляция, о которой упоминалось на стр. 212 (см. рис. 74). Для ее осуществления из гармонического сигнала (4.14) после амплитудного детектора формируются остроконечные импульсы с той же частотой следования $F = \dfrac{\Omega}{2\pi}$ имп/с, причем момент образования импульса соответствует переходу гармонического сигнала через нуль от отрица-

тельного полупериода к положительному. Эти импульсы подаются на отражатель клистрона, что и приводит к частотно-импульсной модуляции.

В последующих поколениях радиодальномеров импульсная ЧМ заменена синусоидальной, которая для уменьшения влияния нежелательных составляющих осуществляется с использованием колебаний *поднесущей* частоты. При этом сигналом частоты Ω модулируются по частоте синусоидальные колебания вспомогательного генератора более высокой частоты Ω' и затем этими ЧМ колебаниями в свою очередь модулируются по частоте несущие колебания, генерируемые клистронным генератором. Частота Ω' и называется поднесущей.

Следовательно, вместо импульсной ЧМ происходит двойная последовательная синусоидальная частотная модуляция.

Таким образом, генератор ведомой станции оказывается в сложном модуляционном режиме. Во-первых, на него действуют синусоидальный модулирующий сигнал от кварцевого генератора масштабной частоты (так же как и на ведущей станции). Во-вторых, на него действует либо импульсный НЧ сигнал, либо синусоидальный сигнал поднесущей, модулированный по частоте синусоидальным НЧ сигналом. Вследствие этого сигнал промежуточной частоты на выходе УПЧ ведущей станции оказывается промодулированным не только по амплитуде (как было рассмотрено в предыдущем разделе), но и *по частоте*, и чтобы выделить переданный с ведомой станции НЧ сигнал, надо применить *частотное детектирование* после УПЧ. При этом если дополнительная модуляция на ведомой станции осуществлялась импульсами, то достаточно использовать один частотный детектор, на выходе которого выделится импульсный НЧ сигнал. Если же на ведомой станции была применена двойная синусоидальная ЧМ (с поднесущей), то частотное детектирование выполняется в два этапа применением двух последовательных частотных детекторов после УПЧ. В первом из них осуществляется выделение ЧМ поднесущей, а во втором — выделение синусоидального НЧ сигнала.

Фазометрическое устройство

Конечным звеном ведущей станции радиодальномера является фазометрическое устройство, задача которого — измерить разность фаз двух НЧ сигналов частоты Ω, снимаемых с выходов амплитудного и частотного детекторов (рис. 80). При этом сигнал, поступающий от АД — синусоидальный, а сигнал от ЧД может быть, как пояснялось выше, либо синусоидальным, либо импульсным, в зависимости от способа передачи с ведомой станции.

Если сигнал на выходе ЧД импульсный, что имеет место в ранних моделях радиодальномеров, то в качестве фазометри-

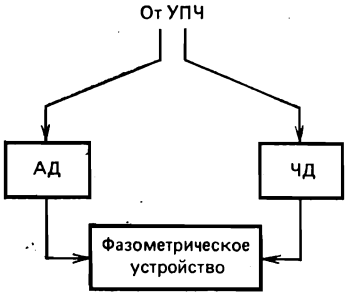
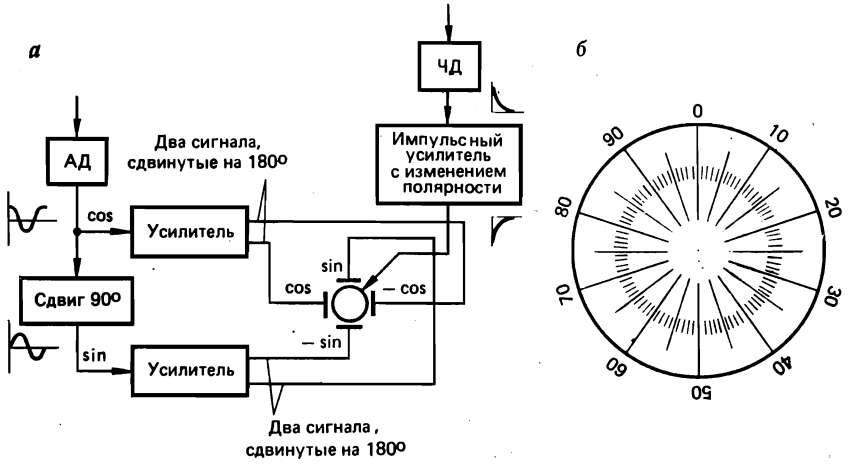


Рис. 80.
Подключение фазометрического устройства на ведущей станции радиодальномера

Рис. 81.
Фазометрическое устройство на электронно-лучевой трубке:
а — блок-схема; *б* — вид индикаторной шкалы на экране ЭЛТ



ческого устройства используется электронно-лучевая трубка (ЭЛТ), на экран которой нанесена круговая шкала. Гармонический сигнал от амплитудного детектора используется для создания *круговой развертки* — светящейся окружности на экране ЭЛТ, а импульсный сигнал от частотного детектора — для создания *отсчетной метки* на этой развертке. Для получения круговой развертки из сигнала АД образуют два колебания, сдвинутые по фазе на 90°, и подают их через усилители соответственно на горизонтальные и вертикальные отклоняющие пластины ЭЛТ (рис. 81). При одинаковых амплитудах подводимых к пластинам напряжений электронный луч описывает на экране трубки окружность. Импульсный же сигнал проходит усилительный каскад, в котором также осуществляется изменение полярности импульсов на отрицательную, и подается на управляющий (модуляторный) электрод трубки. При подаче отрицательного импульса трубка запирается, и на развертке образуется разрыв (затемнение), длина которого определяется длительностью импульса. Так как частота следования импульсов одинакова с частотой развертки, то разрыв возникает при каж-

дом импульсе в одном и том же месте окружности, т. е. кажется неподвижным.

Однако *положение* неподвижного разрыва на круге развертки зависит от времени распространения импульса от ведомой станции до ведущей, т. е. это время определяет тот угол, на который сместится точка начала разрыва от точки начала развертки (нуля шкалы). Указанный угол и выражает собой сдвиг фаз синусоидального и импульсного сигналов (в пределах 2π).

Шкала фазометра обычно разбивается на 100 делений (рис. 81, *б*). *Временной масштаб* всей шкалы равен периоду модулирующей частоты ведущей станции $T=2\pi/\Omega_1$ и может быть изменен введением набора модулирующих частот (§ 19).

Замена в более поздних моделях радиодальномеров импульсного сигнала синусоидальным позволила применить вместо фазометра на ЭЛТ более точные фазометрические устройства — компенсационный фазометр с фазовым детектором и фазовращателем и цифровой фазометр.

Компенсационный фазометр строится таким же образом, как и в светодальномерах (см. § 15, рис. 48, *б*). Два гармонических сигнала, между которыми необходимо измерить разность фаз, подаются на фазовый детектор, причем один из них поступает на детектор непосредственно, а другой — через градуированный фазовращатель. На выходе фазового детектора включен индикатор (например, стрелочный нуль-индикатор), способный регистрировать моменты, когда разность фаз на входах фазового детектора приведена к определенной величине (например, к $\pi/2$). Осуществляя это приведение фазовращателем, можно по его шкале определить изменение фазы, потребовавшееся для приведения измеряемой разности фаз $\Delta\varphi$ к известному значению, и тем самым определить искомую величину $\Delta\varphi$.

Принцип действия *цифрового фазометра* был описан при рассмотрении фазовых измерений в светодальномерах (см. § 15, рис. 50). Напомним, что он основан на преобразовании сравниваемых по фазе гармонических сигналов в импульсы, сдвинутые по времени на интервал τ, соответствующий измеряемой разности фаз $\Delta\varphi$ ($\Delta\varphi=\Omega\cdot\tau$), и измерении τ путем счета числа заполняющих (счетных) импульсов за этот интервал времени. В радиодальномерах, так же как и в светодальномерах, счетчик цифрового фазометра обычно градуируется сразу в единицах расстояния, для чего частота модуляции, служащая исходной для образования частоты следования счетных импульсов, выбирается численно равной или кратной величине $v/2$ — половине скорости радиоволн в стандартных условиях (с надлежащим учетом размерности этой величины). Подробнее этот вопрос применительно к радиодальномерам рассматривается в § 19 (стр. 232).

§ 19. ГЕОДЕЗИЧЕСКИЕ РАДИОДАЛЬНОМЕРЫ ДЛЯ НАЗЕМНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Интенсивное развитие геодезических радиодальномеров началось в 1957 г., когда в Лаборатории дальней связи Южно-Африканского Союза (ныне ЮАР) под руководством Т. Уодли был разработан геодезический фазовый радиодальномер сантиметрового диапазона, получивший название «теллурометр». Создание теллурометра явилось дальнейшим развитием принципов радиодальнометрии, разработанных еще в 30-е годы нашего столетия в Советском Союзе академиками Л. И. Мандельштамом и Н. Д. Папалекси. Техническое решение, положенное в основу теллурометра, оказалось столь удачным, что во всех современных радиодальномерах по существу так или иначе используется принцип действия теллурометра.

Блок-схема радиодальномера типа теллурометра

На рис. 82 приведена упрощенная блок-схема обеих станций теллурометра первой модели (MRA-1). По такой же схеме были построены советские радиодальномеры ВРД, РДГ и венгерский радиодальномер GET-B1.

Почти все блоки этой схемы, а также их функциональное взаимодействие рассматривались в предыдущем параграфе, и описание работы схемы в целом сводится к краткому резюмированию уже знакомого читателю материала.

Итак, на ведущей станции имеется клистронный генератор, генерирующий колебания несущей частоты ω_1. Эти колебания модулируются по частоте колебаниями масштабной частоты Ω_1, которые генерируются кварцевым генератором. Частотно-модулированные колебания излучаются при помощи антенной системы A_1 в направлении ведомой станции.

На ведомой станции происходит аналогичный процесс и антенная система A_2 излучает в направлении ведущей станции несущую ω_2, модулированную по частоте колебаниями частоты Ω_2.

Несущие частоты обеих станций различаются на величину $\omega_{пр}=|\omega_1-\omega_2|$, называемую *промежуточной частотой*, а модулирующие частоты обеих станций отличаются на небольшую величину $\Omega=|\Omega_1-\Omega_2|$.

На каждой из станций ЧМ колебания, излучаемые обеими станциями, поступают на диод-смеситель Д. На выходе смесителя образуется спектр комбинационных частот. Усилитель промежуточной частоты УПЧ, установленный после смесителя, выделяет и усиливает колебания промежуточной частоты $\omega_{пр}$, которые оказываются промодулированными по амплитуде колебаниями низкой частоты Ω — разности частот кварцевых генераторов. Эти АМ колебания поступают в амплитудный детектор АД, где происходит их детектирование, в результате

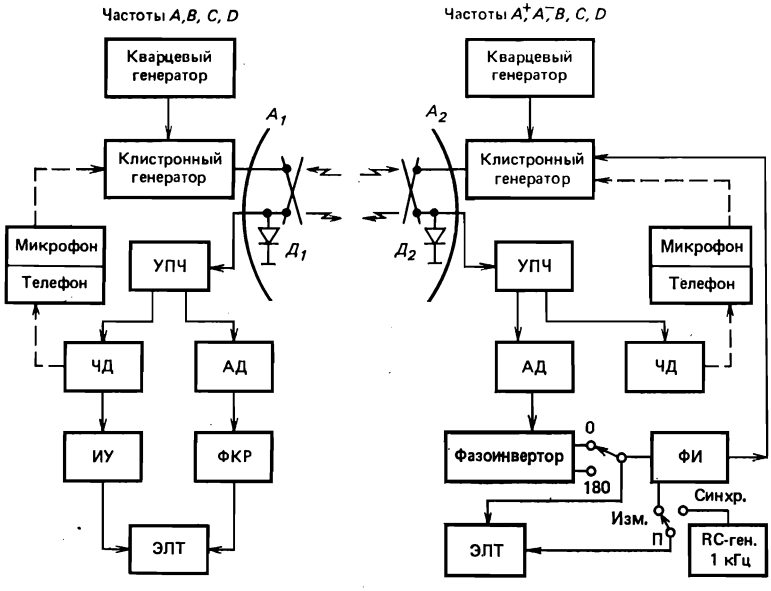


Рис. 82.
Упрощенная блок-схема теллурометра MRA-1 и аналогичных ему радиодальномеров

чего выделяются синусоидальные колебания низкой частоты $\Omega = 2\pi F$.

На ведомой станции НЧ колебания через фазоинверсный каскад, назначение которого будет выяснено в дальнейшем, поступают в формирователь импульсов ФИ, где преобразуются в короткие импульсы с той же частотой следования. Импульсы подаются на клистронный генератор и дополнительно модулируют по частоте генерируемые им колебания.

Вследствие этого на ведущей станции колебания промежуточной частоты на выходе УПЧ оказываются модулированными не только по амплитуде частотой Ω, но и по частоте импульсами с той же частотой следования. Эти два вида колебаний благодаря их различной модуляции можно разделить. АМ колебания детектируются в амплитудном детекторе АД, как было указано выше, а ЧМ колебания — в частотном детекторе ЧД. На выходе АД выделяется синусоидальный сигнал круговой частоты Ω, а на выходе ЧД импульсный сигнал с той же частотой следования импульсов ($F = \Omega/2\pi$). Разность фаз между этими сигналами измеряется при помощи ЭЛТ (на рис. 82 ФКР — формирователь круговой развертки; ИУ — импульсный усилитель и преобразователь полярности; более подробная схема подключения ЭЛТ приводилась на рис. 81).

Несущие частоты обеих станций лежат в диапазоне 3 ГГЦ (длина волны 10 см), а масштабные — 10 МГц (длина волны

30 м). Несущие могут перестраиваться в пределах 20 %. Промежуточная частота выбрана равной 33 МГц, а низкая частота $F=1$ кГц. Каждая станция имеет набор переключаемых масштабных частот для разрешения неоднозначности (см. стр. 230).

В радиодальномере предусмотрена возможность дуплексной (двусторонней) радиотелефонной связи между станциями. При переключении станций из режима «измерение» в режим «разговор» клистронные генераторы модулируются только сигналами с микрофонов, а телефоны подключаются к выходам частотных детекторов (на ведомой станции ЧД служит только для осуществления режима «разговор»). В режиме «измерение» телефоны подключены к выходам амплитудных детекторов, и в них прослушивается звук частоты 1 кГц.

Электронно-лучевая трубка на ведомой станции служит для контроля формы импульсов, вырабатываемых в формирователе импульсов ФИ, а при измерениях она используется как визуальный индикатор команд оператора ведущей станции на выполнение предусмотренных программой переключений. Команды, подаваемые с ведущей станции, заключаются в быстром ручном переключении ведущей станции в режим «разговор» и обратно в режим «измерение»; при этом на экране ЭЛТ ведомой станции изображение импульса пропадает и вновь возникает, создавая, таким образом, визуальный сигнал.

Наконец, ЭЛТ на ведомой станции выполняет еще одну важную функцию — она используется для проверки и установки частоты $F=1$ кГц. Эта операция называется *синхронизацией станций*. В режиме «синхронизация» (включаемом переключателем П на рис. 82) на вертикальные отклоняющие пластины трубки подается синусоидальный сигнал от вспомогательного RC-генератора 1 кГц, а импульсный сигнал отключается. Если F — разность масштабных частот ведущей и ведомой станций — равна частоте колебаний RC-генератора, т. е. 1 кГц, то напряжение на обеих парах отклоняющих пластин одинаково по частоте и на экране наблюдается неподвижный эллипс (форма его зависит от сдвига фаз этих напряжений и их амплитуд). Если же F отличается от 1 кГц, то на экране возникают более сложные интерференционные фигуры (фигуры Лиссажу). Синхронизация заключается в подстройке масштабной частоты ведомой станции до появления неподвижного эллипса.

Описанная схема легла в основу всех последующих разработок геодезических радиодальномеров. В эти разработки при сохранении общего принципа построения схемы были внесены многие усовершенствования.

Основные пути усовершенствования, по которым было направлено развитие радиодальномерной аппаратуры, следующие:

— взаимозаменяемость станций (каждая станция может работать как в режиме ведущей, так и в режиме ведомой);

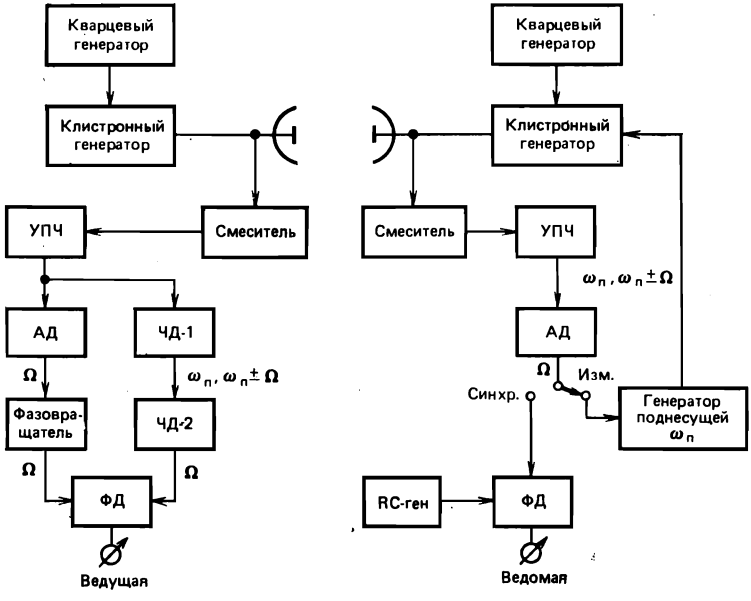


Рис. 83.
Упрощенная блок-схема радиодальномера типа теллурометра MRA-3 и «Луч»

— переход на более короткие несущие волны (с 10 см на 3 см, в отдельных случаях на 8 мм);

— автоматическая подстройка несущей частоты;

— применение двойной синусоидальной ЧМ с поднесущей для передачи НЧ сигнала с ведомой станции на ведущую;

— изготовление приемо-передатчика с антенной системой в виде отдельного блока, который может устанавливаться на мачте и соединяться кабелем с расположенным на земле блоком управления и измерения;

— применение транзисторов, стандартных печатных плат и микросхем;

— цифровой отсчет расстояния;

— автоматизация измерений.

Большинство из этих направлений частично или полностью реализовано в радиодальномерах, разработанных после первых моделей.

На рис. 83 приведен вариант схемы радиодальномера с передачей НЧ сигнала путем двойной синусоидальной ЧМ и компенсационным фазометром. Такой вариант использован, например, в теллурометре MRA-3 и в советских радиодальномерах «Луч» и «Волна». Блок-схема на рис. 83 приведена в упрощенном виде — не показан канал радиотелефонной связи и некоторые другие подробности. Передача НЧ сигнала двойной синусоидальной ЧМ и работа компенсационного фазометра пояснялись ранее при изложении основ устройства радиодальномеров

(см. стр. 219 и 221). Поднесущая частота выбирается порядка сотни килогерц. Синхронизация станций в схеме на рис. 83 осуществляется, как и в схеме на рис. 82, при помощи вспомогательного низкочастотного RC-генератора на ведомой станции, но для индикации процесса синхронизации используется не ЭЛТ, а такой же фазорегистрирующий блок, как и на ведущей станции, состоящий из фазового детектора ФД и стрелочного нуль-индикатора. Если частота снимаемого с выхода амплитудного детектора сигнала близка к частоте НЧ сигнала от RC-генератора, то возникают биения стрелки индикатора, т. е. она совершает колебания с разностной частотой, и синхронизация заключается в подстройке частоты кварцевого генератора ведомой станции до момента нулевых биений.

Дальнейшее совершенствование схемы этого типа состоит в замене аналогового метода измерения разности фаз цифровым.

Фазовые соотношения в радиодальномере

Изложим теорию радиодальномера в первом приближении, рассматривая фазовые соотношения для масштабных (модулирующих) частот. Допустим, что ведущая станция расположена в точке A, а ведомая — в точке B. Текущую фазу колебаний кварцевого генератора ведущей станции в точке A можно записать в виде

$$\varphi_1^A = \Omega_1 t + \varphi_{01}, \qquad (4.15)$$

где φ_{01} — начальная фаза.

После прохождения расстояния D до ведомой станции фаза этих колебаний в точке B будет равна

$$\varphi_1^B = \Omega_1 (t - \tau_D) + \varphi_{01}, \qquad (4.16)$$

где $\tau_D = D/v$.

Фаза колебаний кварцевого генератора ведомой станции в точке B

$$\varphi_2^B = \Omega_2 t + \varphi_{02}. \qquad (4.17)$$

После прохождения расстояния D до ведущей станции фаза этого колебания в точке A будет

$$\varphi_2^A = \Omega_2 (t - \tau_D) + \varphi_{02}. \qquad (4.18)$$

Положим, что $\Omega_1 > \Omega_2$.

После амплитудного детектирования на ведущей станции образуется и подается на фазометр НЧ сигнал с фазой

$$\varphi_1^A = \varphi_1^A - \varphi_2^A = (\Omega_1 - \Omega_2) t + \Omega_2 \tau_D + (\varphi_{01} - \varphi_{02}) - \psi_1, \qquad (4.19)$$

где ψ_1 — дополнительная фазовая задержка в цепях ведущей станции (от смесителя до фазометра).

Аналогично на ведомой станции после амплитудного детектирования образуется НЧ сигнал с фазой

$$\varphi_B = \varphi_1^B - \varphi_2^B = (\Omega_1 - \Omega_2)\, t - \Omega_1 \tau_D + (\varphi_{01} - \varphi_{02}) - \psi_2, \qquad (4.20)$$

где ψ_2 — дополнительная фазовая задержка в цепях ведомой станции.

НЧ сигнал с ведомой станции передается на ведущую при помощи дополнительной модуляции и после детектирования в частотном детекторе подается на фазометр. При этом его фаза будет равна фазе (4.20) с учетом задержки, полученной за счет прохождения расстояния D и соответствующих цепей обеих станций (на частоте $\Omega = \Omega_1 - \Omega_2$)

$$\varphi_{II}^A = (\Omega_1 - \Omega_2)\, t - \Omega_1 \tau_D + (\varphi_{01} - \varphi_{02}) - \psi_2 - (\Omega_1 - \Omega_2)\, \tau_D - \psi_3, \qquad (4.21)$$

где ψ_3 — фазовые задержки в цепях станций.

Таким образом, на фазометр поступают сигналы с разностью фаз

$$\varphi = \varphi_I^A - \varphi_{II}^A = 2\Omega_1 \tau_D - \psi_1 + \psi_2 + \psi_3. \qquad (4.22)$$

Формула (4.22) получена в предположении, что $\Omega_1 > \Omega_2$, т. е. разность $\Omega_1 - \Omega_2 = \Omega$ положительна. Чтобы подчеркнуть это обстоятельство, придадим φ значок «+» вверху и перепишем (4.22) в виде

$$\varphi^+ = 2\Omega_1 \tau_D + \Psi = \Omega_1 \tau_{2D} + \Psi, \qquad (4.23)$$

где $\Psi = \psi_2 - \psi_1 + \psi_3$ — суммарная фазовая задержка в трактах радиодальномера; $\tau_{2D} = 2\tau_D$.

Положим теперь, что $\Omega_1 < \Omega_2$. Тогда совершенно аналогичным образом придем к результату

$$\varphi^- = -\Omega_1 \tau_{2D} + \Psi. \qquad (4.24)$$

Если измерить величины φ^+ и φ^- и взять их полуразность, то получим

$$\frac{\varphi^+ - \varphi^-}{2} = \Omega_1 \tau_{2D}, \qquad (4.25)$$

т. е. результат измерения будет свободен от ошибок, обусловленных фазовыми задержками в аппаратуре.

В радиодальномере на ведомой станции имеются две переключаемые частоты модуляции Ω_2^+ и Ω_2^-, одна из которых меньше, а другая больше частоты модуляции ведущей станции Ω_1 на одну и ту же небольшую величину Ω. На ведущей станции частоту Ω_1 обычно обозначают буквой A, а на ведомой станции частоты Ω_2^+ и Ω_2^- обозначают соответственно A^+ и A^-*.

* Не следует думать, что симметричные частоты A^+ и A^- должны обязательно быть на ведомой станции: они могут быть на ведущей, а основная частота A — на ведомой. Принципиально это ничего не меняет, а практически даже удобнее, так как позволяет оператору ведущей станции самому выполнять переключения A^+ и A^-. Так сделано, например, в одном из радиодальномеров, разработанных в Польше. Однако в большинстве дальномеров описываемого типа частоты A^+ и A^- предусмотрены на ведомой станции.

Полное время прохождения двойного расстояния τ_{2D} можно представить в виде

$$\tau_{2D} = NT + \tau, \tag{4.26}$$

где N — целое число периодов T частоты Ω_1, τ — доля периода. Так как любой фазометр непосредственно измеряет только долю фазового цикла, т. е. величину, не превышающую 2π, то вместо (4.25) мы будем иметь

$$\frac{\varphi^{+}_{\text{изм}} - \varphi^{-}_{\text{изм}}}{2} = \Omega_1 \tau, \tag{4.27}$$

т. е. результат измерения дает τ — дробную часть периода. Для определения целого числа периодов во времени τ_{2D} (числа N) производят измерения на других частотах модуляции (см. след. раздел).

Практическая реализация формулы (4.27) зависит от типа применяемого фазометра и градуировки его отсчетного устройства, которым может быть шкала с делениями, механический цифровой счетчик или электронное цифровое табло.

Фазометр на ЭЛТ использовался в первых моделях радиодальномеров. Однако некоторые из них до сих пор применяются на практике (в частности, советский радиодальномер РДГВ и разработанный в ГДР радиодальномер РЕМ-2). В этих приборах $A = 10{,}000$ МГц, $A^{+} = 9{,}999$ МГц, $A^{-} = 10{,}001$ МГц и, следовательно, разность модулирующих частот ведущей и ведомой станций составляет $F = \Omega/2\pi = 1$ кГц.

В радиодальномерах этого типа на экран ЭЛТ нанесена круговая шкала, разделенная на 100 делений (см. рис. 81), и величины $\varphi_{\text{изм}}^{+}$ и $\varphi_{\text{изм}}^{-}$ выражаются отсчетами по шкале a^{+} и a^{-}. Так как вся шкала соответствует по фазе 2π, то отсчеты в делениях шкалы будут равны: $a^{+} = \frac{100}{2\pi}\varphi^{+}_{\text{изм}}$, $a^{-} = \frac{100}{2\pi}\varphi^{-}_{\text{изм}}$. Из-за неточного совпадения центра круговой развертки с центром шкалы эти отсчеты будут отягощены ошибками Δa_1 и Δa_2 соответственно и полуразность отсчетов будет равна

$$\frac{a^{+} - a^{-}}{2} = \frac{100}{2\pi}\Omega_1\tau + \frac{\Delta a_1 - \Delta a_2}{2}, \tag{4.28}$$

т. е. результат будет искажен ошибкой за эксцентриситет (последний член). Для ее исключения нужно, как и в угломерных геодезических приборах, взять отсчеты на диаметрально противоположных делениях шкалы. Для этого на ведомой станции предусмотрен *фазоинвертор* (см. рис. 82), при помощи которого фазу напряжения низкой частоты Ω_1, из которой формируется импульсный сигнал, можно изменить на 180°*. При этом за-

* Заметим, что переключение фазы на 180° не обязательно должно быть предусмотрено именно на ведомой станции, т. е. фазоинверсный каскад, так же как и частоты A^{+} и A^{-}, может быть на ведущей станции, что сделано, например, в радиодальномере, упоминавшемся в предыдущей сноске.

пирающий импульс на ведущей станции сдвигается на полшкалы (50 делений), и вместо отсчетов a^+ и a^- получаются отсчеты $a_{180}{}^+$ и $a_{180}{}^-$, полуразность которых дает

$$\frac{a_{180}^+ - a_{180}^-}{2} = \frac{100}{2\pi}\Omega_1\tau - \frac{\Delta a_1 - \Delta a_2}{2}. \qquad (4.29)$$

Взяв среднее из величин (4.28) и (4.29), найдем

$$a_{\text{ср}} = \frac{1}{2}\left(\frac{a^+ - a^-}{2} + \frac{a_{180}^+ - a_{180}^-}{2}\right) = \frac{100}{2\pi}\Omega_1\tau, \qquad (4.30)$$

и, подставив вместо $\Omega_1/2\pi$ численное значение частоты A (10^7 Гц), получаем окончательно

$$a_{\text{ср}} = 10^9 \cdot \tau_{\text{с}} = \tau_{\text{нс}}. \qquad (4.31)$$

Таким образом, набор четырех отсчетов: a^+, a^-, $a_{180}{}^+$ и $a_{180}{}^-$ позволяет получить непосредственно время τ в наносекундах (1 нс$=10^{-9}$ с), исключив при этом как ошибки за фазовые задержки, так и ошибки за эксцентриситет круговой развертки.

В этом случае вся шкала (100 делений) соответствует 100 нс (один период частоты A), а $\tau<100$ нс.

При использовании компенсационного фазометра, в котором отсчеты берутся по шкале фазовращателя (как, например, в советском радиодальномере «Луч»), связь отсчетов с измеряемыми разностями фаз в принципе остается такой же, как и в фазометре с ЭЛТ, хотя механизм отсчитывания может быть несколько иным. Так, в дальномере «Луч» шкала имеет не 100, а 50 делений, а конструкция шкалы с отсчетным индексом такова, что позволяет вместо отсчетов a^+, a^-, $a_{180}{}^+$ и $a_{180}{}^-$ получать сразу полуразности $\frac{a^+ - a^-}{2}$ и $\frac{a_{180}^+ - a_{180}^-}{2}$, т. е. обойтись двумя отсчетами вместо четырех. Среднее из этих двух отсчетов выражает собой время в наносекундах, как и в случае ЭЛТ.

В более поздних разработках дальномеров с компенсационным фазометром (например, в советском радиодальномере «Волна»), а также с цифровым фазометром и электронным табло градуировка отсчетных устройств производится не в единицах времени, а сразу в единицах расстояния. Для этого частота модуляции выбирается численно равной половине скорости радиоволн в определенных (стандартных) условиях. Этот принцип используется для построения всего набора модулирующих частот, необходимых для разрешения неоднозначности.

Разрешение неоднозначности в радиодальномерах

Неоднозначность возникает из-за наличия неизвестного целого числа N в формуле (4.26)

$$\tau_{2D} = NT + \tau,$$

или в формуле для расстояния, получаемой умножением (4.26) на половину скорости радиоволн

$$D = \frac{v}{2} NT + \frac{v}{2} \tau = \frac{v}{2f} (N + \Delta N). \qquad (4.32)$$

Для разрешения неоднозначности в радиодальномерах используется набор фиксированных масштабных частот. Как известно из общей теории фазового метода (см. § 4), при m фиксированных частотах возникает m уравнений вида (4.32) с различными числами N и величинами ΔN, и эта система уравнений может быть решена однозначно, если известно приближенное расстояние $D_{\text{прибл}}$, которое можно знать тем грубее, чем больше число частот и коэффициент неоднозначности при их выборе.

При построении сетки частот в радиодальномерах применяется, как правило, поразрядный способ, обычно реализуемый как частный случай варианта близких частот с уменьшающимися разностями. Теория этого способа в общем виде рассматривалась в § 4. Напомним, что коэффициенты неоднозначности по всем ступеням выбираются равными 10, что позволяет последовательно определять десятичные разряды сразу в значении расстояния D или (в зависимости от выбора первой частоты и градуировки фазоизмерительного устройства) в значении полного времени τ_{2D}. Таким образом, операция собственно вычисления числа N не производится, так как она автоматически заложена в поразрядный способ, дающий сразу конечный результат.

Рассмотрим, как практически осуществляется разрешение неоднозначности в радиодальномерах, в которых определяется время τ_{2D}, и в радиодальномерах, в которых сразу определяется расстояние.

Определение полного времени τ_{2D}. Обратимся для примера к описанному в предыдущем разделе радиодальномеру с частотой $A = 10$ МГц и ЭЛТ в качестве фазометра. Полное время распространения выражается формулой (4.26), которую на основании изложенного ранее можно представить в виде

$$\tau_{2D} = N \cdot 100_{\text{нс}} + a_{\text{ср}}, \qquad (4.33)$$

где $a_{\text{ср}}$ вычисляется по (4.30). Целая часть $a_{\text{ср}}$ содержит два знака и выражает собой десятки и единицы наносекунд, а дробная часть — доли наносекунды.

Если, кроме частоты $A = 10$ МГц, ввести еще три частоты B, C, D, выбранные так, что $B = 0{,}999\ A$, $C = 0{,}99\ A$, $D = 0{,}9\ A$, то величины A, $A-D$, $A-C$, $A-B$ будут связаны соотношением

$$A = 10(A-D) = 100(A-C) = 1000(A-B), \qquad (4.34)$$

т. е. образуют десятичную систему. При такой сетке частот коэффициент неоднозначности

$$K = \frac{A}{A-D} = \frac{A-D}{A-C} = \frac{A-C}{A-B} = 10.$$

В радиодальномере рассматриваемого типа конкретные номиналы частот следующие

Ведущая станция	*Ведомая станция*
$A = 10{,}000$ МГц	$A+ = 9{,}999$ МГц
	$A^- = 10{,}001$
$B = 9{,}990$	$B' = 9{,}989$
$C = 9{,}900$	$C' = 9{,}899$
$D = 9{,}000$	$D' = 8{,}999$

(на ведомой станции частоты отличаются от соответствующих частот ведущей станции на постоянную величину 1 кГц).

Таким образом, частоты ведущей станции удовлетворяют соотношению (4.34). Использование этого соотношения эквивалентно последовательному десятикратному увеличению масштаба шкалы фазометра. На частоте $A = 10$ МГц вся шкала (100 делений) соответствует 100 нс (или в линейной мере $v\tau/2 = 15$ м), а на разностных частотах $A—D$, $A—C$, $A—B$ соответственно 1000, 10 000 и 100 000 нс (в линейной мере 150, 1500 и 15 000 м).

Результаты измерений, полученные как разности результатов на частотах любой пары, не отличаются от того результата, который был бы получен при измерении непосредственно на разностной частоте данной пары. Поэтому, если выполнить измерения на частотах A, B, C, D и составить соответствующие разности отсчетов (величин $a_{ср}$), то это позволяет получить следующие разряды во времени распространения (табл. 7).

Первая цифра каждого разряда повторяется второй цифрой следующего более высокого разряда, что дает контроль измерений (если эти цифры отличаются более чем на 3, измерения должны быть повторены). В приведенной таблице $A = \frac{A+ - A^-}{2}$ (в первой строчке), а в остальных строчках A берется при работе ведомой станции на частоте $A+$, т. е. фактически вычисляются разности $A+—D$, $A+—C$, $A+—B$.

Следовательно, наличие четырех частот A, B, C, D позволяет определить время τ_{2D} в пределах одной сотни тысяч наносекунд, или, что то же, однозначно определить расстояние в пределах 15 км. Если длина линии больше 15 км, то необходим еще один разряд — число сотен тысяч наносекунд. Следова-

ТАБЛИЦА 7

A					Десятки и единицы наносекунд
$A—D$				Сотни и десятки	
$A—C$			Тысячи и сотни		
$A—B$	Десятки тысяч и тысячи				
τ_{2D}	Десятки тысяч	Тысячи	Сотни	Десятки	Единицы наносекунд

тельно, нужно предварительно знать длину линии с ошибкой не более ±7,5 км, чтобы определить, сколько укладывается в линии целых 15-километровых отрезков. Эта цифра и будет выражать собой число сотен тысяч наносекунд, приписываемое слева к времени, определенному из измерений.

Крайний правый (самый точный) разряд уточняется до долей наносекунд многократными измерениями на частоте A.

Расстояние D получают умножением τ_{2D} на $v/2$ с учетом показателя преломления воздуха.

Непосредственное (аппаратурное) определение расстояния D. Чтобы показания фазометра выражались в единицах расстояния, нужно выбрать частоту модуляции численно равной половине скорости радиоволн $v/2$. Это эквивалентно умножению τ_{2D} на $v/2$ на шкале фазометра. Действительно, введя в формулу (4.26) частоту $f=1/T$, можно записать (4.26) в виде

$$f\tau_{2D}=N+f\tau=\frac{D_N}{v/2f}+f\tau, \tag{4.35}$$

где D_N — та часть измеряемого расстояния D, на которой целое число N полуволн $v/2f$ укладывается *без остатка.* Если теперь положить $f=v/2$, то мы получаем

$$\frac{v}{2}\tau_{2D}=D_N+\frac{v}{2}\tau, \tag{4.36}$$

т. е. не что иное, как

$$D=N\frac{\lambda}{2}+\Delta N\frac{\lambda}{2}. \tag{4.37}$$

Обратим внимание на то, что при $f=v/2$ размерность этих величин связана с линейным масштабом и оцифровкой отсчетного устройства фазометра. Если, например, выбрать f Гц$=v/2$ м/с, то f будет равна $\sim$150 МГц, а второе слагаемое в (4.36) или в (4.37) будет иметь размерность метров. Но так как это слагаемое не может превышать $\lambda/2$, т. е. в нашем примере 1 м, то вся шкала (или, если используется счетчик, один его полный оборот) фазометра соответствует 1 м, и отсчет будет выражать не единицы метров, а их доли. Наиболее часто выбирают основную (наиболее высокую) частоту $f_1=15$ МГц, т. е. равной значению $v/2$, выраженному в десятках метров в секунду. Тогда масштаб шкалы ($\lambda/2$) равен 10 м, а отсчет в десятых долях шкалы выражает единицы метров (разделением шкалы на 100 или 1000 частей обеспечиваются соответствующие знаки после запятой).

ТАБЛИЦА 8

Частота, МГц, (ведущей станции)	Десятичная система частот, кГц	Масштаб шкалы фазометра
$f_1 = 14{,}984828$	$f_1 = 14984{,}828$	10 м
$f_2 = 14{,}983330$	$f_1 - f_5 = 1498{,}483$	100 м
$f_3 = 14{,}969843$	$f_1 - f_4 = 149{,}848$	1 км
$f_4 = 14{,}834980$	$f_1 - f_3 = 14{,}985$	10 км
$f_5 = 13{,}486345$	$f_1 - f_2 = 1{,}498$	100 км

Остальные масштабные частоты строятся по известному уже принципу поразрядного способа — первая частота и разности ее с остальными образуют десятичную систему. Так, при пяти частотах, если $f_1 = 15$ МГц, то $f_1 - f_5 = 1{,}5$ МГц, $f_1 - f_4 = 150$ кГц, $f_1 - f_3 = 15$ кГц, $f_1 - f_2 = 1{,}5$ кГц и масштаб шкалы последовательно увеличивается в 10 раз.

Указанные значения частот приведены приближенно. Поскольку $\lambda = v/f = c/fn$, где n — показатель преломления воздуха на трассе, то для обеспечения точной метрической шкалы частоты рассчитывают на определенный показатель преломления воздуха. Для радиоволн стандартное значение n принимается обычно равным 1,000320 или 1,000325. Отличие реального значения n при измерениях от стандартного учитывается поправкой, вводимой по результатам метеонаблюдений сразу в расстояние (см. § 23).

Принимая $n = 1{,}000320$ и современное значение $c = 299792458$ м/с, получим сетку частот, приведенную в табл. 8 (для случая пяти частот).

Современные радиодальномеры имеют сетку частот, близкую к приведенной в табл. 8. В некоторых радиодальномерах частоты выбраны в диапазоне не 15 МГц, а 7,5 МГц, т. е. в два раза меньше (Теллурометр MRA-3, Электротейп DM-20 и др.), но разности частот составляют (округленно) 1,5, 15, 150 кГц и т. д., т. е. коэффициент неоднозначности для самой точной ступени равен 5, а для остальных — 10. Это удобно тем, что не нужно делить на два разность результатов измерений на частотах f_1^+ и f_1^-, и реализация десятичной системы метрических единиц упрощается. В Теллурометре MRA-4 основная частота модуляции увеличена до 75 МГц, а в радиодальномере Дистомат DI-60 — до 150 МГц, т. е. к сетке частот добавлена еще одна в 10 раз более высокая частота, что соответственно увеличивает точность измерений.

Во многих современных радиодальномерах (например, в Теллурометре MRA-5, Дистоматах DI-50, DI-51, DI-60, SIAL MD-60) переключение масштабных частот и соответственно изменение масштаба шкалы фазометра осуществляется автоматически с запоминанием предыдущего результата и автоматической по-

следовательной коррекцией. Счетно-решающее устройство выдает на табло сразу окончательный результат измерения, обычно в метрах с точностью до миллиметра.

Краткие сведения о разработанных радиодальномерах

Первая модель Теллурометра MRA-1 и аналогичные ему радиодальномеры ВРД, РДГ (СССР) и GET-B1 (Венгрия), как уже отмечалось ранее, построены по блок-схеме, приведенной на рис. 82. Все они работают на длине волны 10 см (несущая 3 ГГц), перестраиваемой в пределах 20 %, и имеют частоты модуляции порядка 10 МГц, указанные на стр. 231. Индикатор — ЭЛТ, станции не взаимозаменяемы. Точность этих радиодальномеров характеризуется величиной 5 см+3 мм/км, а дальность действия различна: максимальную дальность имеет MRA-1 (около 100 км), а минимальную РДГ (30 км). Питание осуществляется от аккумуляторов; потребляемая мощность — порядка 60 Вт. Масса одной станции — 12÷16 кг.

В Советском Союзе после дальномера РДГ был разработан радиодальномер РДГВ, отличающийся от РДГ тем, что станции взаимозаменяемы, а затем — радиодальномер «Луч», предназначенный для измерения расстояний до 40 км с ошибкой 3 см+3 мм/км. Дальномер «Луч» имеет длину волны несущей 3 см, взаимозаменяемые станции и работает на тех же частотах модуляции, что и упомянутые выше приборы. В основу построения схемы дальномера «Луч» положена блок-схема, приведенная на рис. 83, и измерение разности фаз производится компенсационным методом при помощи фазовращателя, по шкале которого берутся отсчеты (в единицах времени). Особенностью дальномера является отделение приемопередатчика с антенной от индикаторного блока. Приемопередатчик может устанавливаться на мачте и соединяться с остающимся внизу индикаторным блоком кабелем длиной 25 м. Применение переносной разборной мачты высотой 15—20 м позволяет создавать линейные сети без постройки геодезических знаков. В дальномере предусмотрено дистанционное управление поворотом приемопередатчика (для ориентирования антенны) и перестройкой несущей частоты с пульта индикаторного блока. На станции, работающей в режиме ведомой, введена система автоподстройки несущей частоты. Дальномер «Луч» потребляет 60 Вт и имеет массу (в комплекте) ~ 100 кг.

В последние годы в СССР был разработан портативный радиодальномер «Волна», предназначенный для измерения сравнительно небольших расстояний — до 15 км с ошибкой 3 см+ +3 мм/км. Схема прибора выполнена полностью на полупроводниковых элементах, включая генератор несущей частоты, который собран на диоде Ганна. Дальномер работает в трехсантиметровом диапазоне (несущая частота может перестраиваться от 8,6 до 8,9 ГГц). Модулирующие частоты (4 на ведущей стан-

ции и 5 на ведомой) лежат в пределах 12—15 МГц, и шкала отсчетного устройства проградуирована в единицах расстояния (для стандартных метеоусловий). Могут использоваться две сменные антенны: рупорная и типа Кассегрена. Станции взаимозаменяемы. Одна станция потребляет мощность ~10 Вт и имеет массу (без источника питания) 9 кг. Внешний вид радиодальномера «Волна» показан на рис. 84.*.

Основные данные наиболее распространенных зарубежных радиодальномеров приведены в табл. 9. Наиболее интересны из них следующие приборы.

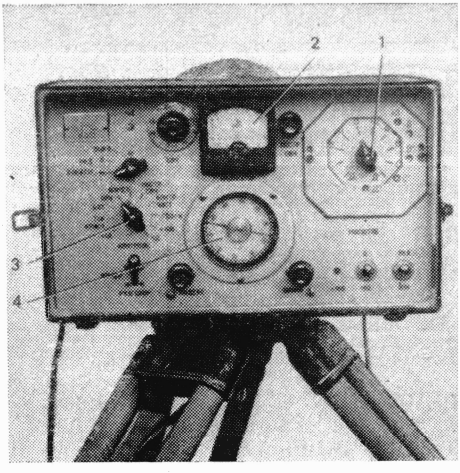


Рис. 84.
Радиодальномер «Волна»:
1 — переключатель масштабных частот; *2* — нуль-индикатор; *3* — переключатель режимов работы и контроля; *4* — отсчетная шкала

Теллурометр MRA-4 имеет длину волны несущей 8 мм и основную частоту модуляции 75 МГц, что значительно увеличило точность прибора, характеризуемую величиной 3 мм+3 мм/км. Дальность действия 60 км, станции взаимозаменяемы, прибор выполнен на транзисторах, цифровой отсчет.

Теллурометр CA-1000 резко отличается от остальных моделей малыми габаритами и массой. Каждая станция вместе с источником питания (никель-кадмиевой аккумуляторной батареей) имеет массу всего 3,6 кг (без батареи 1,6 кг) и размеры 30×15×8 см. Прибор рассчитан на дальность действия 10 или 30 км (две сменные рупорные антенны) и обеспечивает точность измерений 1,5 см+5 мм/км. Потребляемая мощность — менее 5 Вт. Станции не взаимозаменяемы. Схема выполнена на миниатюрных твердотельных элементах. Отсчеты берутся по круговой шкале фазометра в единицах расстояния на каждой из пяти масштабных частот, лежащих в диапазоне от 19 до 25 МГц. Портативность прибора и простота выполнения измерений делают его весьма привлекательным для массового применения. Он может устанавливаться сверху теодолита.

Дистомат DI-60 отличается от DI-50 введением высокой частоты модуляции 150 МГц и отсутствием перестройки несущих частот станций, т. е. каждая станция работает на фиксированной длине волны в диапазоне 3 см. Дальность действия 150 км,

* На основе радиодальномера «Волна» разработан радиодальномер «Трап». Он отличается от «Волны» применением цифрового фазометра (с электронным табло) и некоторыми конструктивными усовершенствованиями, обеспечивающими большее удобство в работе.

ТАБЛИЦА 9

Прибор	Страна-изготовитель	Дальность действия, км	Точность	Потребл. мощность, Вт
РДГВ	СССР	40	5 см + 3 мм/км	60
Луч	СССР	40	3 см + 3 мм/км	80
Волна	СССР	15	3 см + 3 мм/км	10
РЕМ-2	ГДР	100	3 см + 3 мм/км	
Телеметр RG-10	Польша	40	3 см + 5 мм/км	32
Варидист GET-A2	Венгрия	50	3 см + 2 мм/км	
Теллурометр MRA-4	Великобритания	60	3 мм + 3 мм/км	
Теллурометр MRA-5	Великобритания	50	10 мм + 3 мм/км	42
Теллурометр MRA-6	Великобритания	50	10 мм + 3 мм/км	20
Теллурометр Ca-1000	Великобритания	30	15 мм + 5 мм/км	4,5
Электротейп DM 20	США	50	10 мм + 3 мм/км	48
Дистомат DI-50	Швейцария	150	2 см + 5 мм/км	50
SIAL MD-60C	Швейцария	150	10 мм + 3 мм/км	38

точность 1 см+3 мм/км. В настоящее время прибор выпускается под маркой SIAL MD-60 — без отделения антенны (SIAL MD-60C) и с отделяемой антенной (SIAL MD-60S).

§ 20. ВЛИЯНИЕ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ. ДАЛЬНОСТЬ ДЕЙСТВИЯ И ТОЧНОСТЬ РАДИОДАЛЬНОМЕРОВ

Влияние подстилающей поверхности. Из-за значительной ширины диаграммы направленности антенны θ на обе станции, кроме прямых лучей, попадают также лучи, отраженные от подстилающей поверхности (рис. 85, *а*). Прямые и отраженные лучи проходят различные пути. В месте приема возникает их интерференция, приводящая к искажению прямого сигнала, вследствие чего результаты измерения становятся зависимыми от характера рельефа и подстилающей поверхности.

Влияние отражений радиоволн от подстилающей поверхности изучается в теории распространения электромагнитных волн.

Тип генератора несущей частоты	Длина волны несущей, см	Основная частота модуляции, МГц	Кол. частот	Тип фазометра	Масса станции, кг	Примечание
Клистронный	10	10	4	ЭЛТ	25	Выпуск прекращен
»	3	10	4	Компенс.	14 + 9,5	Отделяемая антенна. Выпуск прекращен
На диоде Ганна	3	15	4	Цифр.	10	
Клистронный	3	10	4	ЭЛТ	13,5	Выпуск прекращен
»	3	1,5	4	»	10	Выпуск прекращен
»	10 и 3	10	4	Цифр.	—	Отделяемая антенна
»	0,8	75	6	»	19,5	Выпуск прекращен
На диоде Ганна	3	75		»	12+6	Отделяемая антенна
То же	2			»	7	
»	3	25	5	Компенс.	1,6	Рекордный по портативности и массе
Клистронный	3	7,5	5	Цифр.	16	
»	3	15	4	»	8+15	Отделяемая антенна
»	3	150	5	»	13,5	Существует модель MD 60S с отдел. антенной

Следуя ей, можно считать, что при использовании направленных антенн областью, существенной при отражении, является область подстилающей поверхности, лежащая в пределах первой зоны Френеля. Зоны Френеля — это участки, ограниченные кривыми, являющимися геометрическим местом точек, для которых разность хода прямой и отраженной волн равна $m\frac{\lambda}{2}$, где m — целое число. Эти кривые имеют вид эллипсов. Первой зоне соответствует $m=1$. Для первой зоны Френеля размеры осей эллипса X и Y (рис. 85, *б*) зависят от высот h_1 и h_2 передающей и приемной антенн, расстояния D и длины волны излучения λ и при $h_1=h_2=h$ могут быть выражены соотношениями

$$X=\left(1+\frac{4h^2}{\lambda D}\right)^{-1/2}, \qquad (4.38)$$

$$Y=(\lambda D)^{1/2}. \qquad (4.39)$$

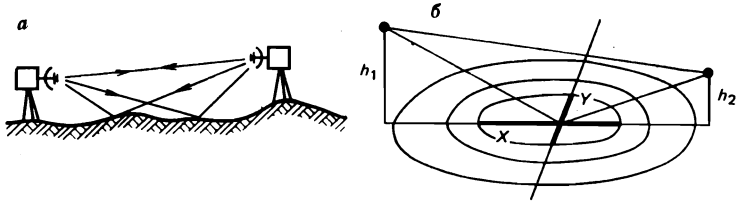


Рис. 85.
Отражение радиоволн от подстилающей поверхности:
а — общая схема распространения; *б* — зона Френеля (сечение плоскостью подстилающей поверхности эллипсоидов вращения с фокусами в точках излучения и приема)

Приведем размеры X и Y при $D=10$ км и $h=2$ м для длин волн 10 см и 3 см.

	$\lambda=10$ см	$\lambda=3$ см
X, м	9900	9494
Y, м	32	17

В этом случае длина зоны почти равна длине трассы.

Результат интерференции прямых и отраженных лучей зависит от их разности хода ΔD. Пользуясь рис. 85, *б*, из чисто геометрических соображений можно получить соотношение $\Delta D \approx \approx \frac{2h_1h_2}{D}$. Это соответствует случаю, когда имеется один прямой и один отраженный луч. В общем случае в точке приема имеет место многолучевая интерференция, обусловленная приходом многих отраженных от различных точек в пределах первой зоны Френеля волн, интерферирующих с прямой волной и друг с другом, т. е. в месте приема создается сложное интерференционное поле радиоволн. При этом напряженность поля в точке приема зависит от амплитуд и фаз волн, а также от их поляризации.

Вопрос об учете влияния отражений на результаты измерений весьма сложен, так как приходится учитывать поляризационные характеристики, проводимость подстилающей поверхности и влияние ее неровностей, которое по-разному сказывается для различных длин волн. По этому вопросу имеется ряд теоретических и экспериментальных исследований, на основании которых можно сделать некоторые общие заключения и практические рекомендации.

Приведем упрощенную теоретическую формулу для случая n отраженных лучей при малом коэффициенте отражения $r=0{,}1 \div 0{,}4$ (этот коэффициент характеризует степень ослабления сигнала при отражении):

$$\delta D = \frac{\lambda_{\text{мод}}}{2\pi} \sum_{i=1}^{n} r_i \sin \frac{2\pi \cdot \Delta D_i}{\lambda_{\text{мод}}} \cos \frac{2\pi \cdot \Delta D_i}{\lambda_{\text{нес}}}, \qquad (4.40)$$

где δD — ошибка в расстоянии из-за отражений; i — номер отраженного луча; ΔD_i — разность хода прямого и i-го отраженного луча; $\lambda_{\text{мод}}$ и $\lambda_{\text{нес}}$ — длины волн модулирующего и несущего колебаний соответственно.

Коэффициент r имеет минимальное значение 0,1 для неровной местности, поросшей кустарником, и достигает максимального значения 0,4 для спокойной или замерзшей поверхности воды.

Формула (4.40) показывает, в частности, что ошибка, обусловленная отражением, зависит от несущей частоты, причем зависимость периодическая (в простейшем случае, когда имеется один отраженный луч, ошибка изменяется по гармоническому закону). Поэтому естественно ожидать, что если выполнить измерения на нескольких несущих частотах, охватывающих полный период изменения косинуса (в 4.40) (а еще лучше — несколько периодов), при одной и той же модулирующей частоте и взять среднее из результатов измерений, то влияние отражений будет значительно ослаблено. О величине этого влияния в реальных условиях можно в некоторой мере судить по разбросу результатов измерений, выполненных на различных несущих.

Этот метод практически и используется в радиодальномерах — именно для этого предусматривается возможность перестройки несущей частоты в пределах до 20 %. Измерения выполняют не менее чем на 12 несущих частотах.

На практике встречаются также условия, когда имеет место сильное ($r>0{,}5$) единичное отражение. Особенно часто это наблюдается при измерениях на море. В этом случае формула для ошибки из-за отражений записывается в виде

$$\delta D = \frac{\lambda_{мод}}{2\pi}\left[\operatorname{arctg}\frac{r^2\sin\frac{2\pi\Delta D}{\lambda_{мод}} - r\sin\frac{2\pi\Delta D}{\lambda_{мод}}\cos\frac{2\pi\Delta D}{\lambda_{нес}}}{1 + r^2\cos\frac{2\pi\Delta D}{\lambda_{мод}} - r\left(1+\cos\frac{2\pi\Delta D}{\lambda_{мод}}\right)\cos\frac{2\pi\Delta D}{\lambda_{нес}}}\right]. \tag{4.40'}$$

Формула получена при условии, что отражающая поверхность — диэлектрик.

Эффективным средством борьбы с влиянием отражений является создание радиодальномеров с возможно меньшей длиной волны несущей, так как при этом уменьшается расходимость пучка радиоволн. Наименьшей из применяемых длин волн является 8 мм (Теллурометр MRA-4, Дистаметр 8), при которой расходимость пучка составляет 1—2°. Дальнейшее уменьшение $\lambda_{нес}$ наталкивается на значительные технические трудности.

Из формулы (4.40) также следует, что ошибка из-за отражений уменьшается с уменьшением $\lambda_{мод}$, т. е. с увеличением частоты модуляции. Так, применение модулирующей частоты 150 МГц в Дистомате DI-60 позволило свести ошибку из-за отражений к величине порядка 1 см без перестройки несущей.

Таким образом, для ослабления влияния отражений от подстилающей поверхности следует: 1) уменьшать длину волны не-

сущей и повышать частоту модуляции, 2) выполнять измерения на большем количестве несущих, 3) стремиться выбирать такие трассы, на которых подстилающая поверхность имеет возможно меньший коэффициент отражения.

Дальность действия радиодальномеров. В отличие от светодальномеров, радиодальномер — система с активным ответом, в которой излучение от каждой станции проходит атмосферную трассу только в одном направлении, что наряду с меньшим затуханием радиоволн дает существенный выигрыш в дальности действия по сравнению со светодальномерами.

Уравнение дальности действия радиодальномеров, имеющих одинаковые антенные системы на ведущей и ведомой станциях, имеет вид

$$D_{\max} = \frac{\lambda G}{4\pi} e^{-\alpha D_{\max}} \sqrt{\frac{P_{\text{пер}}}{P_{\min}}}, \qquad (4.41)$$

где λ — длина волны излучения; α — коэффициент поглощения радиоволн в атмосфере; $P_{\text{пер}}$ — мощность излучения передающей антенны; $P_{\min}$ — минимально допустимая принимаемая мощность (пороговая чувствительность приемника по мощности), а величина G характеризует направленные свойства антенны и называется коэффициентом направленного действия (КНД). Он определяется выражением

$$G = \frac{4\pi \cdot A}{\lambda^2}, \qquad (4.42)$$

где A — так называемая *эффективная площадь* антенны. Эффективная площадь есть произведение геометрической площади S на *коэффициент использования поверхности* (КИП) антенны k, учитывающий неравномерность и несинфазность возбуждения антенной апертуры (т. е. поверхности зеркала в параболических антеннах или площади раскрыва рупора в рупорных антеннах). КИП обычно лежит в пределах от 0,4 до 0,8. Таким образом

$$A = Sk. \qquad (4.43)$$

Для антенн с круглой апертурой (диаметром d), в частности параболических, можно в первом приближении использовать равенство $S = \pi\left(\frac{d}{2}\right)^2$; следовательно $A = \pi\left(\frac{d}{2}\right)^2 k$. Подставив это в (4.42), получаем связь КНД с шириной диаграммы направленности $\theta = \lambda/d$:

$$G = \left(\frac{\pi}{\theta}\right)^2 k. \qquad (4.44)$$

Принимая типичное значение $k = 0{,}6$ и подставив (4.44) в (4.41), получим

$$D_{\max} = \frac{\lambda}{2\theta^2} e^{-\alpha D_{\max}} \sqrt{\frac{P_{\text{пер}}}{P_{\min}}}. \qquad (4.45)$$

Коэффициент α зависит от длины волны и состояния атмосферы (см. § 7).

Решение полученного уравнения, как и в случае светодальномеров (§ 16), представляют обычно в виде зависимости D_{max} от α (или от $\sigma = e^{-\alpha}$), выражающей дальность действия при различных атмосферных условиях.

Следует заметить, что уравнение дальности действия получено без учета влияния отражений от подстилающей поверхности и является приближенным.

Аппаратурные возможности современных радиодальномеров обеспечивают дальность действия до 150 км (Дистомат DI-50, MD-60). Такая величина в обычных условиях превышает расстояние прямой видимости [см. формулу (1.23), § 1] даже при установке станций на самых высоких геодезических знаках и может быть реализована лишь в горных районах.

Точность радиодальномерных измерений. Она определяется, как и для светодальномерных измерений, общим для фазовой дальнометрии соотношением (1.69).

Фазовая и частотная ошибки в радиодальномерах имеют примерно те же величины, что и в светодальномерах: $m_\varphi = 0{,}1 \div 1°$, m_f/f — порядка 10^{-6} (фиксированные частоты, стабилизированные термостатированными кварцевыми резонаторами). Однако две другие ошибки — m_K и m_v/v в радиодальномерах, вообще говоря, больше, чем в светодальномерах, и, кроме того, имеет место не учитываемая формулой (1.69) ошибка из-за влияния отражений радиоволн от подстилающей поверхности. Рассмотрим это несколько подробнее.

Постоянная поправка радиодальномера K складывается из двух составляющих: геометрической и электрической. Геометрическая составляющая обусловлена несовпадением точек относимости станций радиодальномера (т. е. точек, центрируемых над концами измеряемой линии) с их электрическими центрами. Электрический центр определяется конструкцией антенной системы и ее электрическими характеристиками, которые могут изменяться в процессе измерений, например из-за изменения несущей частоты. Иными словами, положение электрического центра не является строго определенным, вследствие чего геометрическая составляющая также нестабильна.

Электрическая же составляющая обусловлена задержками сигналов в цепях станций. Как было показано в § 19 (см. стр. 227), введением на одной из станций частот $f+$ и $f-$, симметричных относительно частоты f другой станции, задержки в трактах, расположенных после смесителя, исключаются. Однако задержки в трактах, расположенных *до смесителя,* т. е. в высокочастотных цепях, этой методикой не исключаются. Если бы высокочастотные задержки были стабильны, их можно было бы учесть, но дело в том, что их величина связана как раз с положением электрического центра, которое изменяется неконтролируемым образом. Таким образом, геометрическая и

электрическая составляющие постоянной поправки оказываются связанными: изменение геометрической составляющей обусловлено нестабильностью высокочастотной компоненты электрической составляющей. Все это приводит к некоторой нестабильности постоянной поправки в целом. С этим приходится мириться, и единственное, что можно сделать — достаточно часто (не реже двух-трех раз в сезон) определять постоянную поправку на эталонном базисе (желательно на базисах разной длины). Определение производится многократным измерением базиса, при выборе которого должно быть сведено к минимуму влияние подстилающей поверхности и программа измерений должна охватывать весь диапазон изменений несущей частоты.

При выполнении указанных мер ошибку m_K можно характеризовать величиной, которая для радиодальномеров различных типов лежит в пределах от 1 мм до 1 см.

Перейдем к ошибке определения рабочей скорости радиоволн. Для $\frac{m_v}{v}$ имеем

$$\left(\frac{m_v}{v}\right)^2=\left(\frac{m_c}{c}\right)^2+\left(\frac{m_n}{n}\right)^2. \qquad (4.46)$$

Как мы знаем, скорость света в вакууме известна с очень высокой точностью: $\frac{m_c}{c}=4\cdot10^{-9}$, и поэтому практически $\frac{m_v}{v}=\frac{m_n}{n}$. Для радиоволн атмосфера — недиспергирующая среда, и показатель преломления зависит только от метеоэлементов — температуры, давления и влажности воздуха. При этом зависимость n от влажности на два порядка сильнее, чем в оптическом диапазоне. Поскольку нас интересует всегда средний вдоль трассы показатель преломления, то основной вклад в ошибку m_n/n вносит неточность знания среднего вдоль всей трассы значения влажности.

Суммарная ошибка m_v/v при радиодальномерных измерениях может достигать величины порядка $(5—7)\cdot10^{-6}$ (напомним, что для светодальномеров она составляет $(2—3)\cdot10^{-6}$).

Что касается ошибки за счет влияния подстилающей поверхности, то она может быть ориентировочно оценена следующими цифрами (в линейной мере): 3—5 см для десятисантиметровых радиодальномеров и 1—3 см для трехсантиметровых. Для радиодальномеров с длиной волны 8 мм она почти исключается (2—3 мм).

Ниже приведена осредненная результирующая точность измерений радиодальномерами, достигнутая при благоприятных условиях, для всех указанных длин волн несущей.

Длина волны несущей . .	10 см	3 см	8 мм
Ошибка измерений расстояния	5 см+3 мм/км	1—3 см+3 мм/км	3 мм+3 мм/км

Отсюда видно, что точность радиодальномеров с длиной волны 8 мм может быть сопоставима с точностью современных светодальномеров. У таких радиодальномеров главным фактором, лимитирующим точность измерений, становится ошибка знания среднего вдоль трассы значения влажности воздуха.

§ 21. РАДИОГЕОДЕЗИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Общие сведения о радиогеодезических системах

Термином «радиогеодезическая система» (РГС) принято называть комплекс радиотехнической аппаратуры, состоящий из нескольких станций и предназначенный для определения координат движущихся объектов, а также для измерения больших (сотни и тысячи километров) расстояний на земной поверхности.

Радиогеодезические системы есть по существу наиболее точные радионавигационные системы, приспособленные или специально сконструированные для геодезических целей. Поэтому в основе построения РГС лежат принципы радионавигации.

Одной из наиболее распространенных областей применения радиогеодезических систем является обеспечение аэрофотосъемки для создания карт масштабов 1 : 100 000 — 1 : 25 000, а иногда и масштаба 1 : 10 000. При помощи РГС определяется местоположение самолета в момент аэросъемки местности, точнее — координаты центра аэроснимка в момент фотографирования, необходимые при фотограмметрической обработке снимков. Другой пример применения РГС — определение местоположения судна при морских геодезических работах.

Местоположение объекта в пространстве характеризуется, как известно, тремя координатами, которые могут быть линейными, угловыми или смешанными. При радиогеодезических измерениях с использованием самолета одной из координат, как правило, является линейная координата — высота определяемой точки над Землей. Эту высоту при работе радиогеодезических систем определяют в нужные моменты времени при помощи дополнительного автономного устройства — радиовысотомера.

Если считать высоту известной, то задача сводится к нахождению двух остальных координат, определяющих плановое положение точки. Поскольку радиометодами в настоящее время гораздо точнее измеряются расстояния, чем углы, то естественно в качестве координат выбрать линейные, а не угловые величины. Тогда плановое положение точки можно получить методом линейной засечки. Именно это и реализуется радиогеодезическими системами: определяемая точка геометрически получается в пересечении двух кривых, называемых изолиниями, а радиогеодезическая система измеряет величины, необ-

ТАБЛИЦА 10

Вид классификации	Возможные типы РГС	Примечание
По диапазону радиоволн	Длинноволновые	Обеспечивают наибольшую дальность
	Средневолновые	Наиболее распространены
	Коротковолновые	Используются редко
	Ультракоротковолновые	Обеспечивают наибольшую точность
По характеру излучения	Импульсные	
	С непрерывным излучением	
По методу измерений	Временные	Частный случай — фазовые гетеродинные с измерениями на низкой частоте
	Фазовые	
	Фазово-временные	
По виду измеряемых геометрических величин (указаны основные типы)	Дальномерные	Измеряются расстояния или их приращения. Последний случай называют режимом радиолага
	Разностные	Измеряются разности двух расстояний или приращения этих разностей. Последний случай для фазовых систем называют режимом фазового зонда
	Разностно-дальномерные (комбинированные)	Измеряются расстояния и разности расстояний или соответствующие приращения
По виду создаваемой сетки изолиний	Круговые	Относится к дальномерным системам
	Гиперболические	Относится к разностным системам
	Комбинированные	Относится к разностно-дальномерным системам

ходимые для построения этих изолиний. Такими величинами могут быть чаще всего либо расстояния, либо разности расстояний, а изолинии соответственно представляют собой либо окружности — линии равных расстояний от центра окружности, либо гиперболы — линии равных разностей расстояний (до фокусов гиперболы). Геометрические принципы радиогеодезических систем более подробно рассмотрены в следующем разделе данного параграфа.

Назначение радиогеодезических систем не исчерпывается определением координат подвижных объектов. Другая чисто геодезическая задача, решаемая применением РГС — измерение больших расстояний между двумя неподвижными пунктами на земной поверхности. Под большими здесь понимаются расстояния, недоступные для непосредственного измерения наземной

дальномерной аппаратурой. Эта задача успешно решается радиогеодезическими системами с использованием подвижного объекта — самолета, пересекающего створ длинной линии, благодаря чему измерение длинной линии заменяется измерением двух расстояний от конечных точек этой линии до самолета, и из последующей обработки измерений с привлечением данных о высотах точек для редуцирования наклонных дальностей можно получить искомую длину. Этот метод, получивший название «метод пересечения створа», подробнее рассмотрен ниже (стр. 262).

Используя этот метод измерения больших расстояний, можно также определять координаты неподвижных точек, находящихся на значительном расстоянии друг от друга, т. е. создавать так называемые радиогеодезические сети со сторонами в несколько сотен километров, которые могут строиться как в виде рядов, так и в виде сплошной сети трилатерации. При помощи подобных построений можно выполнять работы по геодезической связи различных территорий, материков и т. п.

Радиогеодезические системы могут быть классифицированы по нескольким признакам, связанным с физическими и геометрическими характеристиками системы. Основная классификация РГС представлена в табл. 10.

Геометрические принципы радиогеодезических систем

Радиогеодезические системы, в отличие от радиодальномеров, осуществляют измерения до подвижного объекта. При этом возможны различные варианты осуществления измерений.

Первый вариант дает возможность получить расстояние между неподвижной точкой A с известными координатами и движущейся точкой P (рис. 86, *а*) или приращение этого расстояния. Второй вариант дает возможность получить разность расстояний между движущейся точкой P и неподвижными точками A и B с известными координатами (рис. 86, *б*) или приращение этой разности расстояний.

Непосредственно расстояние AP в первом варианте или разность расстояний $AP - BP$ во втором варианте можно получить при помощи временных (импульсных), фазово-временных или многочастотных фазовых РГС. Под многочастотными понимаются системы, каждая станция которых может работать на нескольких рабочих частотах, обеспечивающих разрешение многозначности фазовых измерений. О таких системах говорят, что они работают в дальномерном режиме. Наряду с этим большое распространение получили так называемые одночастотные фазовые системы, в которых каждая из станций может работать только на одной определенной («своей») рабочей частоте, так что частоты всех станций системы образуют один рабочий комплект частот, в отличие от многочастотных систем, где таких комплектов несколько. Одночастотные РГС непосредственно измеряют лишь приращения линейных величин (см.

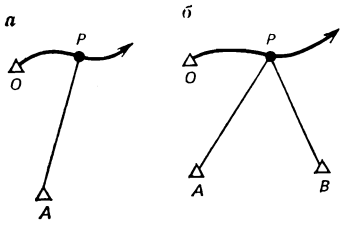


Рис. 86.
Схемы измерений:
а — способом радиолага; *б* — способом фазового зонда

ниже); в этом случае многозначность разрешается с использованием непосредственного счета фазовых циклов при перемещении подвижной станции. Если такая система реализована в первом варианте (рис. 86, *а*), ее называют работающей в режиме радиолага, а если во втором варианте (рис. 86, *б*) — работающей в режиме фазового зонда. Соответственно и способы разрешения многозначности в этих случаях именуют способом радиолага и способом фазового зонда.

При способе радиолага одна из станций, например, расположенная на подвижном объекте P, излучает радиоволны и принимает их после отражения (точнее, ретрансляции) от неподвижной станции A. При движении объекта P индикатор подвижной станции непрерывно фиксирует изменение разности фаз между излучаемыми и отраженными сигналами. Следовательно, при способе радиолага измеряется лишь изменение (приращение) расстояния между станциями, а не само это расстояние. Чтобы иметь возможность определять по этим данным расстояние между станциями в любой момент времени, надо, очевидно, заранее знать исходное расстояние AO, т. е. расстояние между станциями в момент нахождения подвижной станции в начальной точке O маршрута ее движения. Другими словами, исходная точка маршрута должна быть геодезически привязана.

При способе фазового зонда суть дела сводится к следующему. Неподвижные станции A и B излучают колебания разных частот. При этом частоты станций могут быть либо жестко связаны друг с другом, когда частота одной станции зависит от частоты другой станции (когерентный вариант), либо совершенно независимы, автономны (некогерентный вариант). Приемная станция в точке P, называемая собственно фазовым зондом, принимает излучение обеих неподвижных станций. (В некогерентном варианте требуется дополнительная неподвижная станция для создания опорного сигнала разностной частоты, передаваемого на фазовый зонд, но сейчас это для нас несущественно.) При движении фазового зонда его индикатор непрерывно фиксирует изменение разности фаз между сигналами, пришедшими от станций A и B. Следовательно, при этом способе измеряется изменение (приращение) разности расстояний от зонда до каждой из неподвижных станций. Чтобы определить саму разность расстояний $AP - BP$, необходимо заранее знать исходную разность расстояний $AO - BO$, т. е., как и при способе радиолага, требуется геодезическая привязка начальной точки O маршрута движения фазового зонда.

Рассмотрим теперь, как решается задача определения положения точки P.

На рис. 86, *а* расстояние AP определяет окружность с центром в точке A, проходящую через P, являясь радиусом этой окружности, а на рис. 86, *б* разность расстояний $AP—BP$, как известно из аналитической геометрии, определяет ветвь гиперболы с фокусами в точках A и B, проходящую через P. Таким образом, полученная величина (расстояние или разность расстояний) дает нам одну изолинию — окружность или гиперболу, на которой находится искомая точка P. Чтобы однозначно определить эту точку, надо иметь возможность построить вторую аналогичную изолинию, пересекающую первую в этой точке. Для этого нужно в обоих случаях ввести еще одну неподвижную станцию с известными координатами, что позволит определить второе расстояние (от этой станции до точки P) на рис. 86, *а* и, следовательно, вторую окружность, или соответственно вторую разность расстояний на рис. 86, *б* и, следовательно, вторую гиперболу. Практически именно так и поступают, и в зависимости от вида изолиний называют систему круговой или гиперболической *.

Круговые системы. Полная геометрия круговой системы с сеткой изолиний изображена на рис. 87. Система состоит из двух неподвижных станций A и B с известными координатами, называемых базисными, и подвижной станции, перемещающейся по некоторому маршруту из начальной точки O. Пусть в некоторый момент станция находится в точке P, положение которой надо определить. Если система позволяет измерять сами расстояния, то непосредственно находятся величины r^p_A и r^p_B. Если же система работает в режиме радиолага, то должны быть известны начальные расстояния r^o_n и r^o_B. Тогда при перемещении подвижной станции из точки O (r^o_A, r^o_B) в определяемую точку P (r^p_A, r^p_B) будут измерены приращения расстояний

$$\Delta r_A = r^p_A - r^o_A;$$
$$\Delta r_B = r^p_B - r^o_B.$$

и, следовательно, искомые расстояния можно получить из соотношений

$$r^p_A = r^o_A + \Delta r_A;$$
$$r^p_B = r^o_B + \Delta r_B.$$

---

* Возможен также комбинированный вариант — гиперболически-круговая система, когда искомая точка находится на пересечении окружности и гиперболы, а также эллиптическая система, в которой определяемая точка получается на пересечении двух эллипсов, находимых путем измерения сумм расстояний от определяемой точки до неподвижных станций, размещаемых в фокусах эллипсов. Эти варианты на практике встречаются редко.

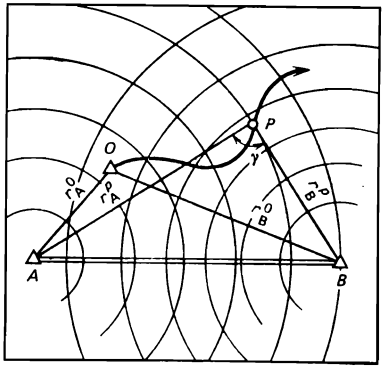


Рис. 87.
Геометрия круговой системы

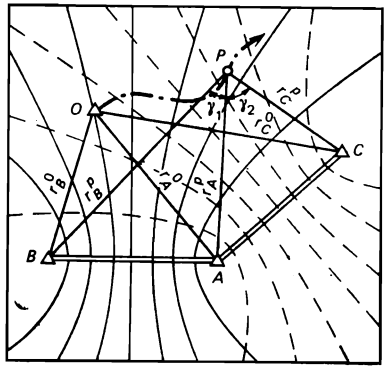


Рис. 88.
Геометрия гиперболической системы

Определение координат точки P по известным координатам точек A и B и двум измеренным расстояниям r_A и r_B рассматривается в § 25.

Гиперболические системы. Геометрия гиперболической системы показана на рис. 88. В пунктах A, B и C с известными координатами располагаются неподвижные базисные станции — центральная станция A и боковые станции B и C, а подвижная станция перемещается по некоторому маршруту из начальной точки O. На базисе AB строится одно семейство гипербол с фокусами в точках A и B, а на базисе AC — второе семейство гипербол с фокусами в точках A и C. Маршрут подвижной станции располагается в зоне перекрытия обоих семейств гипербол. Пара станций A и B образует с подвижной станцией один канал системы, а пара станций A и C образует с подвижной станцией другой канал. Пусть в некоторый момент подвижная станция находится в точке P, положение которой надо определить. Если система позволяет получать сами разности расстояний (например, имеется необходимая сетка рабочих частот для разрешения неоднозначности), то непосредственно находятся величины $r^p_A - r^p_B$ и $r^p_A - r^p_C$ — разности расстояний по обоим каналам, называемые *гиперболическими координатами*. Если же система работает в одночастотном режиме фазового зонда, то должны быть известны начальные разности расстояний $r^o_A - r^o_B$ и $r^o_A - r^o_C$ (гиперболические координаты начальной точки O). Тогда при перемещении подвижной станции из точки O в точку P будут измерены приращения этих разностей расстояний:

по каналу базиса AB $\Delta r_{AB} = (r^p_A - r^p_B) - (r^o_A - r^o_B)$,

по каналу базиса AC $\Delta r_{AC} = (r^p_A - r^p_C) - (r^o_A - r^o_C)$,

и, следовательно, разности расстояний в точке P, т. е. ее гиперболические координаты, находятся из соотношений

$$r_A^p - r_B^p = (r_A^o - r_B^o) + \Delta r_{AB};$$
$$r_A^p - r_C^p = (r_A^o - r_C^o) + \Delta r_{AC}.$$

Далее решается задача: найти координаты точки P (в какой-либо общепринятой системе координат) по известным координатам трех базисных станций и двум измеренным разностям расстояний. Эту задачу часто называют задачей фазового зонда. Она рассматривается в § 25.

Аппаратурные принципы радиогеодезических систем

В предыдущем разделе мы касались лишь геометрических принципов работы РГС, не интересуясь вопросами их технического осуществления.

Рассмотрим теперь радиогеодезические системы с аппаратурной точки зрения, обратив внимание в первую очередь на физические и технические принципы их работы.

Как явствует из классификационной табл. 10, по характеру излучения РГС подразделяются на импульсные и с непрерывным излучением радиоволн, а по методам измерений — на временны́е, фазовые и фазово-временны́е. Во временных системах всегда используется импульсное излучение, поэтому термин «импульсная система» однозначно определяет как характер излучения, так и метод измерения. В чисто фазовых системах используется непрерывное излучение, в фазово-временных — импульсное.

В импульсных системах прямым образом реализуется временной (импульсный) метод, рассмотренный в § 3. Импульсные системы могут быть как круговыми, так и гиперболическими. Основной недостаток импульсных систем — сравнительно большая абсолютная ошибка, присущая импульсному методу измерения расстояний. Поэтому их выгодно использовать при больших дальностях, когда относительная ошибка измерений невелика.

В последнее время, однако, достигнут значительный прогресс в отношении точности импульсных систем благодаря применению корреляционных методов аппаратурной обработки импульсных сигналов.

Фазово-временные системы, называемые также импульсно-фазовыми, выделились в отдельный самостоятельный класс РГС. В таких системах импульсы излучения представляют собой радиоимпульсы с некоторой частотой заполнения. Для разрешения неоднозначности обычно используются временные измерения импульсным методом, а для точного определения — фазовые измерения на частоте заполнения.

Подавляющее большинство РГС являются фазовыми.

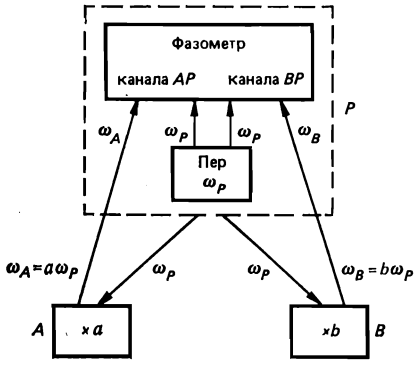


Рис. 89.
Схема построения круговой фазовой системы когерентного типа

Перейдем к рассмотрению общих принципов построения аппаратуры фазовых РГС. Существуют два основных варианта такого построения — когерентный и некогерентный (гетеродинный).

Когерентные фазовые системы. Это системы без модуляции, в которых фазовые измерения производятся на несущих частотах. Такие системы могут быть построены с использованием частотного или временного разделения каналов, обеспечивающего возможность раздельного приема на подвижной станции колебаний от базисных станций. Рассмотрим, например, системы с частотным разделением, основанным на идее когерентного преобразования частоты, осуществляемого путем умножения частоты на некоторый целесообразно подобранный коэффициент. Такие системы могут быть как круговыми, так и гиперболическими.

Круговая когерентная система. Принцип построения круговой системы с когерентным преобразованием частоты показан на рис. 89. Передатчик подвижной станции P излучает колебания частоты ω_P. Эти колебания принимаются на базисных станциях A и B, где происходит умножение частоты на различные коэффициенты a и b и передача обратно на станцию P. Таким образом, на подвижную станцию приходят сигналы с различными частотами $\omega_A=a\omega_P$ и $\omega_B=b\omega_P$*. Двухканальный фазометр измеряет по каждому каналу разность фаз пришедшего сигнала и опорного сигнала от своего передатчика. Как видно из рис. 89, в каждом канале необходимо измерить разность фаз сигналов различных частот: ω_A и ω_P в канале AP и ω_B и ω_P в канале BP. Обычно для осуществления фазовых измерений сигналы по каждому каналу приводят к какой-то одной частоте, умножая частоту одного из поступающих на фазометр сигналов на соответствующий коэффициент.

Для ослабления помех от гармоник коэффициенты a и b выбирают равными не целым числам, а дробным, например 2/3, 3/2, 3/4, 4/3 и т. д. В частном случае $b=1/a$, например, $a=2/3$, $b=3/2$.

Рассмотрим работу одного из каналов, скажем, канала AP.

* В отличие от систем с временным разделением каналов, когда сигналы от базисных станций одинаковы по частоте (преобразование частоты отсутствует), но поступают на подвижную станцию в различные моменты времени.

Колебания частоты ω_P, пришедшие на станцию A, приобретают фазовый сдвиг $\varphi_1 = \omega_1 \frac{r_{AP}}{v}$. Колебания частоты ω_A при распространении до станции P получают сдвиг $\varphi_2 = \omega_A \frac{r_{AP}}{v}$. Суммарный фазовый сдвиг, который должен быть измерен фазометром, равен

$$\varphi_{AP} = \varphi_1 + \varphi_2 = \omega_P \frac{r_{AP}}{v} + \omega_A \frac{r_{AP}}{v}. \qquad (4.47)$$

Пусть колебания приводятся к частоте ω_A, для чего сигнал частоты ω_P перед подачей на фазометр умножается по частоте на $a = \omega_A/\omega_P$. Так как при умножении частоты умножается и фаза, то получаем

$$\varphi_{AP} = \omega_P \frac{r_{AP}}{v} \frac{\omega_A}{\omega_P} + \omega_A \frac{r_{AP}}{v} = 2\omega_A \frac{r_{AP}}{v}. \qquad (4.48)$$

Аналогично для второго канала BP, приводя сигналы, например, к частоте ω_P (умножением сигнала ω_B на $1/b = \omega_P/\omega_B$), получим

$$\varphi_{BP} = \omega_P \frac{r_{BP}}{v} + \omega_B \frac{r_{BP}}{v} \frac{\omega_P}{\omega_B} = 2\omega_P \frac{r_{BP}}{v}. \qquad (4.49)$$

При перемещении станции P расстояния AP и BP непрерывно изменяются и соответственно изменяются разности фаз (4.48) и (4.49). Очевидно, что приращениям расстояний Δr_{AP} и Δr_{BP} соответствуют приращения разности фаз

$$\Delta\varphi_{AP} = 2\omega_A \frac{\Delta r_{AP}}{v} = \frac{4\pi}{\lambda_A} \Delta r_{AP}; \qquad (4.50)$$

$$\Delta\varphi_{BP} = 2\omega_P \frac{\Delta r_{BP}}{v} = \frac{4\pi}{\lambda_P} \Delta r_{BP}. \qquad (4.51)$$

Из этих равенств следует, что при изменении расстояний на половину длины волны разность фаз меняется на 2π, т. е. на один фазовый цикл. Поэтому, если при движении станции A осуществлять непрерывную регистрацию фазовых циклов, то для получения изменения расстояний по каждому каналу достаточно зарегистрированное число фазовых циклов M, в общем случае нецелое, умножить на половину длины волны:

$$\Delta r_{AP} = M_{AP} \cdot \frac{\lambda_A}{2}; \qquad (4.52)$$

$$\Delta r_{BP} = M_{BP} \cdot \frac{\lambda_P}{2}. \qquad (4.53)$$

Так как $M = N + \Delta N$, где N — целое число фазовых циклов,

ΔN — дробная часть цикла, то

$$\Delta r_{AP} = \frac{\lambda_A}{2}(N_{AP} + \Delta N_{AP}); \tag{4.54}$$

$$\Delta r_{BP} = \frac{\lambda_P}{2}(N_{BP} + \Delta N_{BP}), \tag{4.55}$$

и в этих формулах мы узнаём обычные уравнения фазовой дальнометрии, примененные к случаю движущегося объекта.

Гиперболическая когерентная система. Если в круговой системе, изображенной на рис. 89, на подвижной станции P оставить только приемно-фазометрическую аппаратуру, а передатчик отделить и разместить его в неподвижной точке C между станциями A и B, то мы получим гиперболическую систему с центральной базисной станцией C (рис. 90). Станция C излучает колебания частоты ω_C, а на отражающих станциях A и B происходит прием и преобразование этой частоты совершенно так же, как и в круговой системе. Поэтому работа гиперболической когерентной системы аналогична работе круговой системы с той разницей, что из-за другого расположения передатчика в формулах для разностей фаз будут фигурировать не расстояния, а разности расстояний: $r_{AP} - r_{CP}$ в одном канале и $r_{BP} - r_{CP}$ в другом канале, и в окончательном результате для приращений разностей расстояний получаются следующие соотношения:

$$\Delta(r_{AP} - r_{CP}) = \lambda_B(N_{\text{I}} + \Delta N_{\text{I}}); \tag{4.56}$$

$$\Delta(r_{BP} - r_{CP}) = \lambda_C(N_{\text{II}} + \Delta N_{\text{II}}), \tag{4.57}$$

где индексы I и II относятся к каналам базисов AC и BC.

Так как в гиперболической системе подвижная станция только приемная, то такие системы могут работать с неограниченным количеством подвижных станций (фазовых зондов), называемых часто *приемоиндикаторами.*

Для определения N и ΔN при способах радиолага и фазового зонда могут быть использованы цифровые счетчики (индикаторы), ведущие непосредственный счет фазовых циклов. Иногда используется и более «старый» метод графической регистрации фазовых циклов, при котором сигналы с фазометров обоих каналов подаются на регистратор, ведущий двухканальную запись фазовых циклов в виде штрихов на бумажной ленте или фотопленке (фазограмме), на которую также наносятся метки в момент нахождения подвижной станции в исходной и определяемой точках. Величины N и ΔN находятся путем подсчета количества полных штрихов и оценки дробной доли штриха на интервале между соответствующими метками. Предусматривается также возможность определения знака приращения (по наклону штрихов).

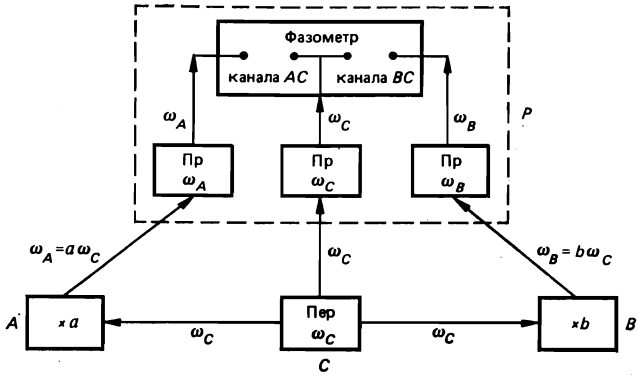


Рис. 90.
Схема построения гиперболической фазовой системы когерентного типа

Как уже упоминалось ранее, если в аппаратуре РГС предусмотрено несколько «комплектов» рабочих частот (многочастотные системы), то в этом случае число N определяется по результатам измерений на всех этих частотах (аналог способа фиксированных частот, см. § 4, глава 1). При этом не требуется геодезической привязки исходной точки маршрута, но надо приближенно знать координаты подвижной станции. Известны и другие (аналитические) методы разрешения неоднозначности [8].

Некогерентные фазовые системы. В когерентных системах требование жесткой связи частот передающих станций заставляет принимать специальные меры по поддержанию этой связи. При разбалансе частот нарушаются фазовые соотношения, и поэтому станции снабжаются дополнительной аппаратурой контроля и подстройки (системами фазовой подстройки частоты). Другими словами, в когерентных РГС необходима постоянно поддерживаемая *синхронизация станций.*

Этот недостаток полностью устраняется в некогерентных фазовых системах, принципиально не требующих синхронизации передающих станций, которые могут работать совершенно независимо друг от друга. Такая независимость (некогерентность) стала возможной благодаря использованию *принципа гетеродинирования,* почему некогерентные системы называют также гетеродинными. С применением гетеродинирования в радиодальномерных устройствах мы уже неоднократно встречались ранее — при рассмотрении основ фазового метода (§ 4) и в геодезических радиодальномерах (§ 19). Здесь мы кратко остановимся на применении гетеродинного принципа к построению радиогеодезических систем. Использование гетеродинирования в РГС, помимо ликвидации необходимости синхронизации станций, позволяет также выполнять фазовые измерения

на низкой частоте со всеми вытекающими отсюда преимуществами.

Как должна быть построена гетеродинная радиогеодезическая система? Известно несколько вариантов ее построения. Во-первых, она может быть круговой или гиперболической. Во-вторых, в ней может использоваться модуляция излучаемых колебаний.

Круговая некогерентная УКВ-система. Из круговых гетеродинных РГС мы ограничимся рассмотрением систем с модуляцией, построенных на основе схемы УКВ-радиодальномера (типа теллурометр) *. Эта схема подробно разбиралась в § 19, и здесь нет необходимости на ней останавливаться. Напомним лишь, что радиодальномер состоит из двух неподвижных станций — ведущей и ведомой, имеющих различные несущие частоты, модулируемые различными масштабными частотами, и измерения выполняются на низкой частоте, равной разности масштабных частот станций и образующейся в результате гетеродинирования несущих частот с последующим детектированием.

Чтобы на основе такого радиодальномера построить круговую радиогеодезическую систему, необходимо:

— ведущую станцию (точнее, ее приемную часть) сделать двухканальной, способной работать одновременно с двумя ведомыми станциями, имеющими различные несущие частоты;

— поместить ведущую станцию на подвижной объект, а ведомые станции установить в пунктах с известными координатами, т. е. разнести на концы базиса круговой системы.

Разумеется, при этом нужно предусмотреть целый ряд технических деталей — автоматическое синхронное переключение масштабных частот на всех станциях, метод регистрации разности фаз по каждому каналу (например, цифровой или записью на фазограмме) и т. п.; эти вопросы могут быть решены в конкретных системах различным образом.

Двухканальность ведущей станции может быть обеспечена при общей антенне и смесителе применением двухканального усилителя промежуточной частоты и последующего раздельного детектирования по обоим каналам (рис. 91).

Круговые системы, построенные на изложенном принципе, обладают двумя очень важными преимуществами. Во-первых, они позволяют измерять сразу сами расстояния, а не их приращения, поскольку неоднозначность разрешается в процессе измерений применением нескольких масштабных частот. Во-вторых, и это еще более важно, они являются наиболее высокоточными из всех типов радиогеодезических систем, что обусловлено использованием схемы геодезического радиодальномера УКВ-диапазона.

---

* Существуют также круговые гетеродинные РГС без модуляции — например, система Торано 0; подробное ее описание можно найти в [8].

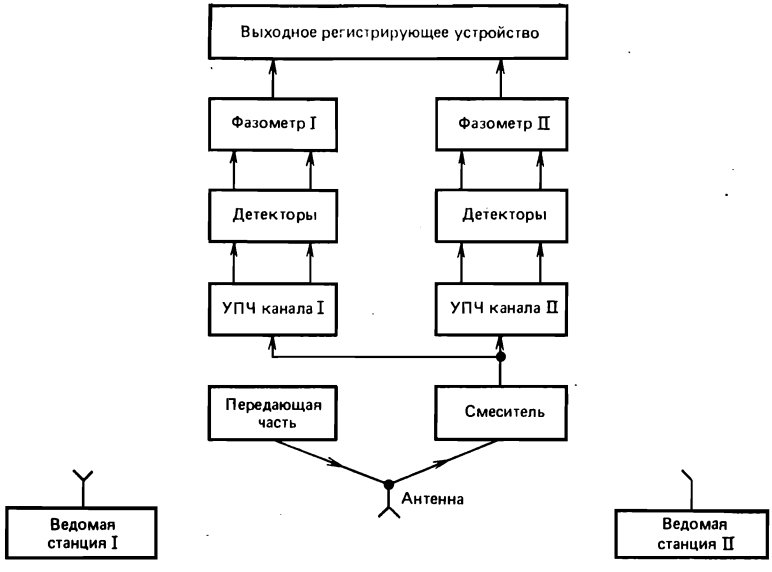


Рис. 91.
Общая схема круговой гетеродинной системы на основе радиодальномера

К настоящему времени разработано несколько таких систем, основные данные которых приведены в конце настоящего параграфа.

Гиперболическая некогерентная система. В некогерентных системах гиперболического типа фазовые измерения выполняются на низкой частоте, образованной гетеродинированием немодулированных (несущих) частот станций. Следует отметить, что модуляция в таких системах частично используется, но она играет вспомогательную роль, являясь средством передачи (ретрансляции) низкочастотного сигнала.

Рассмотрим работу гиперболической гетеродинной системы на примере широко применяемой в СССР системы «Поиск»*. Ее блок-схема показана на рис. 92. Система работает в режиме фазового зонда и измеряет приращения разностей расстояний. Всего в системе пять станций: три базисных — A, B и C, подвижная станция (фазовый зонд) P и еще одна станция R — ретранслятор. Станции работают в частотном диапазоне 1,6÷÷2,5 МГц. На центральной базисной станции C имеется сдвоенный передатчик, излучающий попеременно частоты ω_C и ω'_C. Попеременный режим обеспечивается коммутатором K, поочередно (4—6 раз в секунду) подключающим антенну к соответствующему генератору. На боковых базисных станциях A и B

* Известно несколько ее модификаций [7, 8], но основная блок-схема и принцип работы остаются неизменными.

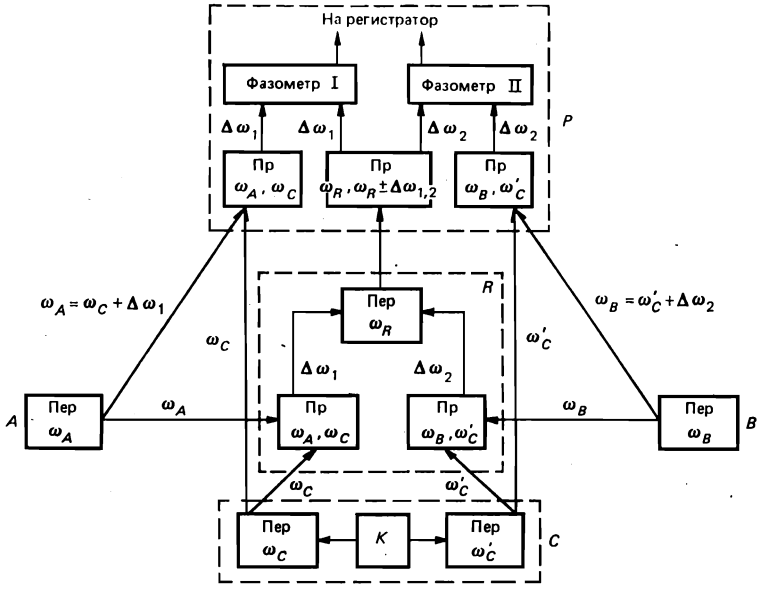


Рис. 92.
Блок-схема фазовой гетеродинной гиперболической системы «Поиск»

имеются передатчики, непрерывно излучающие частоты ω_A и ω_B соответственно. При этом $\omega_A = \omega_C + \Delta\omega_1$, $\omega_B = \omega_C' + \Delta\omega_2$, где $\Delta\omega_1$ и $\Delta\omega_2$ — низкие частоты (численное значение их составляет обычно 460 и 660 Гц). Излучение базисных станций принимается как на подвижной станции P, так и на ретрансляционной станции R, и в соответствующих приемниках происходит смешение принимаемых частот (гетеродинирование), в результате которого соответствующей фильтрацией выделяются колебания низких частот $\Delta\omega_1$ (в первом канале) и $\Delta\omega_2$ (во втором канале). На ретрансляторе частотами $\Delta\omega_1$ и $\Delta\omega_2$ попеременно модулируется несущая передатчика ω_R. Модулированное излучение ретранслятора принимается на подвижной станции и детектируется. Таким образом, в первом канале образуются два сигнала частоты $\Delta\omega_1$, а во втором канале — два сигнала частоты $\Delta\omega_2$. Эти низкочастотные сигналы в каждом канале поступают на фазометр.

Рассмотрим работу первого канала (соответствующего базису AC). Текущие фазы колебаний, излучаемых передатчиками станций A и C, можно представить выражениями

$$\varphi_A = \omega_A t + \varphi_A^0; \tag{4.58}$$

$$\varphi_C = \omega_C t + \varphi_C^0, \tag{4.59}$$

где φ^0 — соответствующие начальные фазы. Излучение от станций A и C принимается на подвижной станции P и на ретран-

сляторе R. Фазы колебаний, пришедших в P, будут равны

$$\varphi_{AP} = \omega_A \left(t - \frac{r_{AP}}{v}\right) + \overset{\circ}{\varphi}_A; \tag{4.60}$$

$$\varphi_{CP} = \omega_C \left(t - \frac{r_{CP}}{v}\right) + \overset{\circ}{\varphi}_C, \tag{4.61}$$

а фазы колебаний, пришедших в R,

$$\varphi_{AR} = \omega_A \left(t - \frac{r_{AR}}{v}\right) + \overset{\circ}{\varphi}_A; \tag{4.62}$$

$$\varphi_{CR} = \omega_C \left(t - \frac{r_{CR}}{v}\right) + \overset{\circ}{\varphi}_C. \tag{4.63}$$

В приемниках станций P и R происходит смешение колебаний, пришедших от A и C, и образование сигналов разностной частоты $\Delta\omega_1 = \omega_A - \omega_C$, выделяемых низкочастотными фильтрами. Фазы этих сигналов, очевидно, будут равны:

$$\varphi_P = \varphi_{AP} - \varphi_{CP} = \Delta\omega_1 t - \omega_A \frac{r_{AP}}{v} + \omega_C \frac{r_{CP}}{v} + (\overset{\circ}{\varphi}_A - \overset{\circ}{\varphi}_C); \tag{4.64}$$

$$\varphi_R = \varphi_{AR} - \varphi_{CR} = \Delta\omega_1 t - \omega_A \frac{r_{AR}}{v} + \omega_C \frac{r_{CR}}{v} + (\overset{\circ}{\varphi}_A - \overset{\circ}{\varphi}_C). \tag{4.65}$$

Сигнал с фазой φ_P на станции P подается на один вход фазометра. Сигнал же с фазой φ_R передается из R в P модуляцией по ретрансляционному каналу и подается на второй вход фазометра. При этом за счет передачи его фаза становится равной $\varphi_{RP} = \varphi_R - \Delta\omega_1 \frac{r_{RP}}{v}$, т. е.

$$\varphi_{RP} = \Delta\omega_1 t - \omega_A \frac{r_{AR}}{v} + \omega_C \frac{r_{CR}}{v} - \Delta\omega_1 \frac{r_{RP}}{v} + (\overset{\circ}{\varphi}_A - \overset{\circ}{\varphi}_C). \tag{4.66}$$

Таким образом, фазометр первого канала определяет разность фаз

$$\varphi_I = \varphi_P - \varphi_{RP} = -(\omega_C + \Delta\omega_1)\frac{r_{AP}}{v} + \omega_C \frac{r_{CP}}{v} + \omega_A \frac{r_{AR}}{v} - \omega_C \times$$

$$\times \frac{r_{CR}}{v} + \Delta\omega_1 \frac{r_{RP}}{v} + \psi_1 = \omega_C \frac{r_{CP} - r_{AP}}{v} - \Delta\omega_1 \frac{r_{AP} - r_{RP}}{v} - \omega_C \times$$

$$\times \frac{r_{CR}}{v} + \omega_A \frac{\omega_{AR}}{v} + \psi_1, \tag{4.67}$$

где через ψ_1 обозначены дополнительные, не поддающиеся учету фазовые задержки, неизбежные в реальной аппаратуре.

Так как выражение (4.67) не содержит начальных фаз φ^0_A и φ^0_C, то базисные станции не нуждаются в синхронизации.

Из (4.67) видно, что разность фаз φ_1 зависит от разности расстояний от фазового зонда до центральной и боковой станций $r_{CP} - r_{AP}$. Именно эта зависимость положена в основу измерений. Однако, как видно из формулы, φ_1 зависит еще от нескольких линейных величин: расстояний r_{CR}, r_{AR} и разности расстояний $r_{AP} - r_{RP}$, а также от неизвестной нам величины ψ_1.

Рассмотрим, что будет происходить *при движении* станции P. Так как расстояния от базисных станций до ретранслятора r_{CR} и r_{AR} постоянны, то содержащие их члены не будут изменяться при движении фазового зонда. Величина ψ_1 определяется фазовыми задержками в аппаратуре, а также искажениями фазового поля у антенн из-за влияния подстилающей поверхности. Ее возможные изменения не могут быть надежно учтены, и она обычно принимается за величину постоянную. Таким образом, три последних члена в (4.67) при движении станции P не будут изменяться. Поэтому, если станция переместилась из одной точки в другую, то регистрируемое *приращение* разности фаз будет, очевидно, определяться выражением

$$\Delta\varphi_1 = \omega_C \frac{\Delta(r_{CP} - r_{AP})}{v} - \Delta\omega_1 \frac{\Delta(r_{AP} - r_{RP})}{v}. \qquad (4.68)$$

Выражая приращение разности фаз в фазовых циклах, перепишем (4.68) в виде

$$2\pi(N_1 + \Delta N_1) = \omega_C \frac{\Delta(r_{CP} - r_{AP})}{v} - \Delta\omega_1 \frac{\Delta(r_{AP} - r_{RP})}{v}, \qquad (4.69)$$

откуда для приращения разности расстояний найдем

$$\Delta(r_{CP} - r_{AP}) = \frac{2\pi v}{\omega_C}(N_1 + \Delta N_1) + \frac{\Delta\omega_1}{\omega_C}\Delta(r_{AP} - r_{RP}),$$

или

$$\Delta(r_{CP} - r_{AP}) = \lambda_C(N_1 + \Delta N_1) + \frac{\Delta\omega_1}{\omega_C}\Delta(r_{AP} - r_{RP}). \qquad (4.70)$$

Точно так же можно получить выражение для приращения разности расстояний по второму каналу

$$\Delta(r_{CP} - r_{BP}) = \lambda'_C(N_{II} + \Delta N_{II}) + \frac{\Delta\omega_2}{\omega'_C}\Delta(r_{BP} - r_{RP}). \qquad (4.71)$$

Так как $\Delta\omega_1 \ll \omega_C$, $\Delta\omega_2 \ll \omega'_C$, то вторые члены в этих равенствах имеют небольшую величину. Они гораздо меньше первых членов и считаются поправочными. При работах, не требующих высокой точности, их вообще не учитывают. В случае необходимости (при аэрофотосъемочных работах) они могут быть определены по приближенным значениям величин $(r_{AP} - r_{RP})$ и $(r_{BP} - r_{RP})$.

Числа N и ΔN определяются по записи фазовых циклов, выполняемой двухканальным регистрирующим устройством. В последних модификациях системы «Поиск» используются также цифровые счетчики фазовых циклов и различные устройства для автоматизации измерений вплоть до выдачи координат на печать и вычерчивания курса фазового зонда [2, 8].

Заканчивая на этом обзор основных аппаратурных решений, отметим одно перспективное направление — использование так называемого *бортового хранения фазы* опорного сигнала, позволяющее строить системы с односторонней связью между передатчиком и приемником в каждом канале и, в частности, сделать ненужной ретрансляцию опорных низкочастотных сигналов в гетеродинных системах типа «Поиск». В системах с бортовым хранением фазы на подвижной (приемной) и базисных (передающих) станциях устанавливаются исключительно высокостабильные генераторы — атомные стандарты частоты, допускающие строгую синхронизацию друг с другом. Тогда генератор на подвижной станции будет сохранять начальную фазу колебаний, излучаемых передатчиком базисной станции, т. е. будет служить опорным генератором, и фазометр на подвижной станции включается между этим генератором и приемником, принимающим излучение от базисной станции. Таким образом, на подвижной станции становится возможным измерение фазового сдвига колебаний, прошедших только в одном направлении от базисной станции до подвижной. Чем выше стабильность частоты используемых атомных стандартов, тем продолжительней может быть работа системы (расфазировка, обусловленная нестабильностью частоты порядка 10^{-12} за 1 ч, приводит к линейной ошибке порядка нескольких метров за каждый час работы). В системе с бортовым хранением фазы одна наземная станция может работать с любым количеством подвижных станций, находящихся в радиусе ее действия. Примером системы с бортовым хранением фазы может служить круговая гетеродинная система Торан О, в которой используется рубидиевый эталон частоты со стабильностью примерно $2 \cdot 10^{-12}$ за 1 ч.

Калибровка РГС и их точность

Длины волн (или полуволн), на которые умножается число фазовых циклов, представляют собой цену фазового цикла в линейной мере, различную для первого и второго каналов системы. Так как длина волны зависит от скорости распространения радиоволн в атмосфере, а скорость зависит от метеоусловий, то цена фазового цикла не является строго постоянной величиной. Практически для цен фазовых циклов принимают некоторые средние значения, определенные из предварительных экспериментальных измерений в полевых условиях на участке работ. Определение цен фазовых циклов называется

калибровкой системы. Калибровка обязательна для всех систем ДВ и СВ диапазонов, ведущих запись фазовых циклов. При автоматизации измерений в вычислительное устройство изначально вводятся постоянные значения длин волн, соответствующие стандартным условиям атмосферы, а результаты измерений исправляются поправками за отличие реальных условий от стандартных.

Необходимость калибровки обусловлена также еще одним обстоятельством, связанным с отражениями радиоволн от подстилающей поверхности. Дело в том, что появление дополнительного сдвига фазы из-за отражений от подстилающей поверхности можно интерпретировать как *изменение фазовой скорости* радиоволн. В самом деле, закон изменения фазы с расстоянием, обычно записываемый в виде $\varphi = \omega\left(t - \frac{r}{v}\right)$ где $v = c/n$ — фазовая скорость радиоволн, для ДВ и СВ диапазонов должен быть представлен в виде

$$\varphi = \omega\left(t - \frac{r}{v}\right) - \varphi_{доп}, \tag{4.72}$$

где дополнительный сдвиг $\varphi_{доп}$ зависит от электрических параметров подстилающей поверхности, расстояния, частоты излучения и высоты подъема радиостанций. Взяв полный дифференциал от (4.72) и приравняв его к нулю, получим

$$d\varphi = \omega dt - \omega \frac{dr}{v} - \frac{\partial \varphi_{доп}}{\partial r} dr = 0. \tag{4.73}$$

Так как скорость выражается производной dr/dt, то из (4.73) получим, что изменившееся значение фазовой скорости будет

$$v_ф = \frac{dr}{dt} = \frac{v}{1 + \frac{v}{\omega} \cdot \frac{\partial \varphi_{доп}}{\partial r}} \approx v\left(1 - \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{\partial \varphi_{доп}}{\partial r}\right), \tag{4.74}$$

т. е. наличие $\varphi_{доп}$ эквивалентно уменьшению фазовой скорости v на $\frac{v\lambda}{2\pi} \cdot \frac{\partial \varphi_{доп}}{\partial r}$. Зависимость $\varphi_{доп}$ от расстояния, выражаемая производной $\partial\varphi_{доп}/\partial r$, при небольших удалениях от излучающей радиостанции нелинейна и весьма сложна, но на расстояниях в несколько десятков километров и более она приобретает линейный характер, и $\partial\varphi_{доп}/\partial r$ мало изменяется с расстоянием. По экспериментальным данным, производная $\partial\varphi_{доп}/\partial r$, начиная с расстояния примерно 40 км, остается почти постоянной величиной, и это постоянство улучшается с увеличением частоты. Постоянство $\partial\varphi_{доп}/\partial r$, как видно из (4.74), обозначает постоянство фазовой скорости на трассе. На этом и основана возможность экспериментального определения цены фазового цикла $\lambda_ф = v_ф/f$: мы не можем определить $v_ф$, но если она постоянна в процессе измерений, то, измерив системой

заранее известные величины соответствующих приращений или разностей расстояний, можно получить $\lambda_ф$, поделив эти известные величины на измеренное число циклов.

Однако такая калибровка не будет отличаться особенно высокой точностью. Даже если $d\varphi_{доп}/dr = \text{const}$, скорость $v_ф$ не может быть постоянной из-за зависимости величины $v = c/n$ от метеоусловий (показателя преломления). Кроме того, сама величина $d\varphi_{доп}/dr$ никогда не бывает строго постоянной. На ее значение, например, влияет рельеф местности. Невозможность учета всех факторов приводит к тому, что точность систем ДВ и СВ диапазонов не превосходит величины, лежащей в пределах от единиц до десятков метров. Более высокая точность обеспечивается системами УКВ диапазона.

Говоря о точности РГС, нужно различать *точность измерений*, выполняемых системой, и *точность определения положения пунктов* при помощи РГС. Точность измерений — это та точность, с которой получаются измеряемые величины — расстояния или разности расстояний. Она определяется, как обычно, аппаратурными ошибками и ошибками из-за неточного учета внешних условий. Точность определения положения пункта — понятие несколько более сложное. Положение пункта определяется координатами, вычисляемыми по измеренным величинам, и поэтому точность координат зависит не только от точности измеренных величин, но и от геометрического положения определяемого пункта относительно базисов системы.

Приведем без вывода выражения для средней квадратической ошибки положения пункта $M = \sqrt{m_X^2 + m_Y^2}$ (m_X и m_Y — ошибки координат) для круговых и гиперболических систем (подробный анализ этого вопроса можно найти, например, в [1, 8, 11, 13]):

для круговых (однобазисных) систем

$$M_{круг} = \frac{m_r \sqrt{2}}{\sin \gamma}; \qquad (4.75)$$

для гиперболических (двухбазисных) систем

$$M_{гиперб} = \frac{m_{\Delta r}}{2 \sin \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2}} \sqrt{\frac{1}{\sin^2 \frac{\gamma_1}{2}} + \frac{1}{\sin^2 \frac{\gamma_2}{2}}}, \qquad (4.76)$$

где m_r и $m_{\Delta r}$ — ошибки измерения расстояния и разности расстояний соответственно; γ, γ_1 и γ_2 — углы, под которыми видны из определяемого пункта базисы системы (углы засечки).

Площадь, в пределах которой ошибка M не превышает заданной (допустимой) величины, называют *рабочей зоной* радиогеодезической системы. Эта площадь ограничена кривой равных ошибок $M_{доп} = \text{const}$ и может иметь различные конфигурации.

Измерение больших расстояний методом пересечения створа

Как упоминалось на стр. 244—245, радиогеодезические системы могут применяться не только для определения координат, но и для измерения больших расстояний. Следует подчеркнуть, что для таких измерений наиболее удобны круговые системы, которые работают в варианте радиодальномера, т. е. измеряют непосредственно сами расстояния, а не приращения расстояний. Такими системами являются либо импульсные круговые системы, либо фазовые системы, построенные по принципу УКВ радиодальномера.

С появлением импульсной круговой системы «Шоран» — первой из радиогеодезических систем — был разработан метод измерения больших расстояний, получивший название «метод пересечения створа». Этот метод в настоящее время широко используется для измерения расстояний высокоточными самолетными УКВ системами, построенными по принципу теллурометра («Изумруд», «Аэродист», «Ширан»).

При этом методе две неподвижные ведомые станции помещаются на концах измеряемой линии *1—2*, а самолет с ведущей станцией, летя с постоянной скоростью, пересекает плоскость створа этой линии под некоторым углом (рис. 93). При приближении самолета к створу периодически (через 1—3 с) выполняются одновременные измерения двух наклонных расстояний от самолета до наземных станций. Очевидно, что сумма этих наклонных расстояний будет минимальной, если самолет находится точно в створе линии, и, значит, задача сводится к отысканию этой минимальной суммы. Как правило, ни один из моментов измерений не совпадает с моментом нахождения самолета точно в створе (в плоскости створа, проходящей через наземные станции), и минимальную сумму находят из обработки измерений (см. § 26).

Изложенный метод — это метод *внутреннего* пересечения створа, применяемый при измерении больших расстояний. При измерении более коротких линий (до ~ 100 км) может использоваться метод *внешнего* пересечения, когда самолет пересекает продолжение измеряемой линии за одной из наземных станций (рис. 94). В этом случае вычисляются не суммы, а разности наклонных расстояний от самолета до наземных станций, и момент пересечения створа соответствует максимальной разности расстояний, к нахождению которой сводится обработка измерений.

При методе пересечения створа определяют высоту самолета, необходимую для редуцирования (при помощи радиовысотомера со статоскопом или радиопрофилографа). Высоты наземных станций также должны быть известны. На самолете и наземных станциях выполняют также метеоизмерения для введения соответствующих поправок в измеренные наклонные дальности.

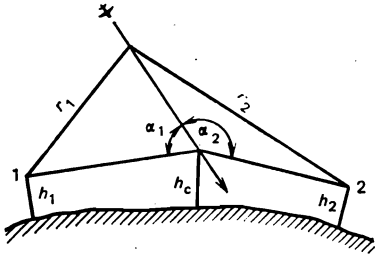


Рис. 93.
Измерение расстояний методом пересечения створа

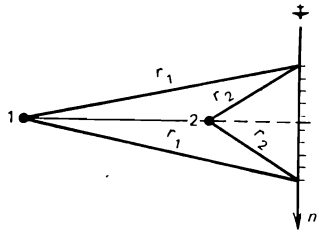


Рис. 94.
Схема внешнего пересечения створа

Краткие сведения о разработанных радиогеодезических системах

К настоящему времени в различных странах разработано большое количество радиогеодезических систем различных типов. Основные данные наиболее распространенных современных систем приведены в табл. 11. Большинство из них, как видно из табл. 11, используется для измерений на море (морская геодезия для обеспечения гидрографических и геофизических работ). Более полные сведения о них сообщаются в курсе морской геодезии [8].

§ 22. СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОДИАПАЗОНА

В настоящее время крупной и широко развитой областью стала космическая геодезия — определение координат точек на поверхности Земли с помощью космических аппаратов. Эта область тесно смыкается со спутниковой навигацией, особенно при решении задач морской геодезии, когда посредством привязки к искусственным спутникам Земли определяются координаты судна, ведущего морские геодезические работы. В большинстве случаев навигационные и геодезические измерения отличаются лишь по классу точности производимых определений координат. Поэтому целый ряд созданных и создаваемых космических систем предназначается для решения как навигационных, так и геодезических задач, а сами системы называются навигационно-геодезическими.

Космические навигационно-геодезические системы состоят из совокупности искусственных спутников Земли, находящихся на определенных, выбранных для данной системы орбитах, и наземных командно-измерительных средств, позволяющих с высокой точностью определять параметры орбит ИСЗ, контролировать работу бортовой аппаратуры и управлять ею.

Основными измеряемыми параметрами при определении координат наземных точек с помощью таких систем и при опре-

ТАБЛИЦА 11

Название системы	Страна-изготовитель	Тип системы		Дальность действия, км	Точность	Примечание
		аппаратурная	геометрическая			
Длинноволновые системы						
Лоран С	США	Импульсно-фазовая	Гиперболическая	До 2500	50—200 м	Для измерений на море
Палс/8	Великобритания	То же	Круговая или гиперболическая	500	50 м	То же
Ламбда	То же	Фазовая когерентная	Гиперболическая	500	20 м	»
Средневолновые системы						
Сэрвей	Великобритания	Фазовая, когерентная	Гиперболическая	500	50—100 м	Для измерений на море
Декка Рейдист	США	То же	Круговая или гиперболическая	400	5—20 м	То же
Поиск	СССР	Фазовая, гетеродинная	Гиперболическая	400	10—50 м	Применяется в аэросъемке и морской геодезии
Лорак В	США	То же	То же	400	10—50 м	Для измерений на море
Торан	Франция	»	Гиперболическая, вариант Торан-О-круговая	400	10—50 м	То же
Хай — Фикс	Великобритания	Импульсно-фазовая	Круговая или гиперболическая	300	10—50 м	

Ультракоротковолновые системы

Мир	СССР	Импульсная	Круговая	80	5—10 м	Для измерений на море
Шоран (совр. вариант)	США	»	»	320	4—8 м	То же
Диджитал Шоран	Великобритания	»	»	320	2—5 м	»
Трайспондер	»	»	»	80	3 м	»
Силедис	Франция	»	Круговая или гиперболическая	Более 200	5—10 м	»

Ультракоротковолновые системы, построенные по принципу радиодальномера

Теллурометр MRB-201	Великобритания	Фазовая, гетеродинная	Круговая	Более 50	1, 5 м	Для измерений на море
Теллурометр MRB-201	»	То же	»	До 150	1 м + + 3 мм/км	Самолетный вариант системы MRB-201
Теллурометр MRD-1	»	»	»	Более 50	3—5 м	Для измерений на море
«Изумруд»	СССР	»	»	250	1 м + + 1 см/км	Самолетная РГС
CR-100	США	»	»	320	1,5 м	То же
Ширан	»	»	»	450	3—4 м	»
Автотейп	»	»	»	100	0,5 м + + 1 см/км	Для измерений на море

делении координат самих ИСЗ, входящих в данную систему, являются дальность и радиальная скорость. В данном параграфе мы ограничимся рассмотрением радиодальномерной аппаратуры и методов измерения дальности, принятых в космической геодезии.

Принципиально спутниковая геодезия использует те же методы измерений, которые ранее были разработаны применительно к аэрогеодезическим работам и к навигации летательных аппаратов — прежде всего дальномерный и разностный методы, описанные выше (см. § 21).

Специфика спутниковых измерений этими методами состоит главным образом в больших величинах измеряемых расстояний (тысячи и десятки тысяч километров) и высокой скорости движения ИСЗ, определяющей динамические требования к системам.

К числу первых специализированных дальномерных систем для космической геодезии можно отнести разработанную в 60-е годы в США систему SECOR, представляющую собой фазовый радиодальномер с активным ответом и измерением сдвига фазы на модулирующей частоте. В известной мере принцип действия этой аппаратуры напоминает принцип действия описанного выше дальномера типа «Теллурометр» (см. § 19). Наземная станция системы SECOR излучает на частоте 421 МГц; ответные сигналы бортового радиопередатчика ИСЗ ретранслируются на частотах 449 и 224,5 МГц (основные частоты лежат, таким образом, в диапазоне дециметровых волн); работа бортового передатчика на двух несущих частотах необходима для уменьшения погрешностей, возникающих при распространении сигналов через ионосферу, о чем подробнее сказано ниже. Несущие частоты передатчиков модулируются четырьмя частотами, на которых производятся фазовые измерения: 585, 533; 36, 596; 2,287 кГц и 286 Гц. Первая из частот, которой соответствует длина волны 512 м, служит для точного измерения дальности, остальные частоты позволяют определить дистанцию грубо и исключить неоднозначность при точных измерениях.

Система SECOR применялась для работы со спутниками, имеющими высоту орбиты порядка 1000 км, хотя при необходимости дальность действия может быть повышена путем увеличения мощности передатчиков и размеров антенн наземных станций. Точность определения расстояний с помощью системы составляла единицы метров. Примерно с такой же точностью при использовании этой системы удавалось определять дальномерным методом положение наземных пунктов.

Аппаратурные погрешности системы SECOR вызываются теми же причинами, что и рассмотренные выше погрешности других фазовых радиодальномеров с активным ответом, например типа «Теллурометр», и могут быть при необходимости сделаны весьма малыми. Точность измерений в конечном счете

определяется внешними погрешностями — влиянием атмосферы и ионосферы на скорость распространения радиоволн. Влияние атмосферы в данном случае (как и в других спутниковых системах) сравнительно невелико вследствие того, что бóльшую часть пути сигналы проходят за ее пределами, в космическом пространстве, а на атмосферном участке среднюю величину показателя преломления можно определить с достаточной для практики точностью при измерении метеорологических факторов в точке расположения наземной аппаратуры; зато влияние ионосферы, не сказывающееся на работе наземных и аэрогеодезических систем, здесь играет важную роль.

При распространении радиочастотных сигналов через ионосферу скорость распространения определяется эффективным значением показателя преломления среды, которое зависит от концентрации электронов и от частоты сигнала; таким образом, имеет место дисперсия, как и при распространении оптических сигналов через атмосферу. Знание формы дисперсионной кривой, т. е. уравнения, связывающего значение показателя преломления с частотой сигнала, позволяет, как это делается в светодальномерах-рефрактометрах (см. § 8, стр. 78 и § 15, стр. 185), определить интегральное значение показателя преломления путем измерения дальности на нескольких достаточно далеко разнесенных несущих частотах. Практически достаточно двух частот, как это сделано в системе SECOR, чтобы свести ионосферную погрешность к пренебрежимо малой величине. Технически дело сводится к следующему.

Полная величина фазового сдвига φ, приобретаемого несущим колебанием за время распространения от ИСЗ до наземной станции, с учетом среднего значения показателя преломления $n_и$ ионосферы выражается формулой, которая может быть представлена в виде ряда, где членами высших порядков можно пренебречь:

$$\varphi = 2\pi \frac{f}{c} \int_0^D n_и(D)\, dD = 2\pi \frac{f}{c} D + \frac{\beta}{f} + \cdots \qquad (4.77)$$

Здесь D — расстояние от ИСЗ до наземной станции; c — скорость света в вакууме и f — частота колебаний волны, излучаемой бортовым передатчиком.

Измерив два значения сдвига фаз на частотах f_1 и f_2 (применительно к системе SECOR $f_1 = 449$ МГц и $f_2 = 224{,}5$ МГц), получим систему двух уравнений, позволяющую найти коэффициент β и измеряемое расстояние D.

Система SECOR к настоящему времени уже может считаться морально устаревшей. Примером современной навигационно-геодезической системы, построенной на дальномерной основе, является спутниковая глобальная система определения местоположения GPS (Global Positioning System), известная также под названием NAVSTAR.

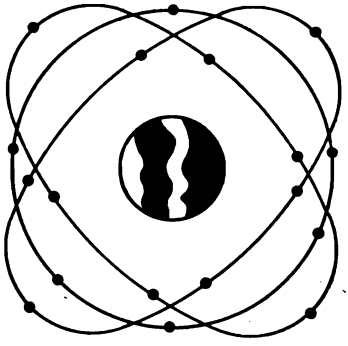


Рис. 95.
Взаимное расположение ИСЗ системы NAVSTAR

Система NAVSTAR рассчитана на высокоточное определение пространственных координат и вектора скорости движения определяющегося объекта в любой момент времени и в любой точке земного шара (включая околоземное космическое пространство). Получение таких качеств с помощью системы на основе низкоорбитальных ИСЗ весьма затруднительно — потребовалось бы слишком большое количество спутников. Поэтому в системе NAVSTAR используются ИСЗ на высоких круговых орбитах с периодом обращения 12 ч (высота орбиты над земной поверхностью при этом составляет 20 165 км). Полный комплект космической системы должен насчитывать 18 ИСЗ, располагаемых на трех орбитах с наклонением 63° (по 6 ИСЗ на каждой), восходящие узлы которых смещены друг относительно друга на 120°. Для наглядности на рис. 95 показано взаимное расположение ИСЗ системы NAVSTAR. При таком расположении в поле зрения любого наблюдателя всегда находится не менее четырех ИСЗ. Все ИСЗ имеют весьма точные эфемериды, периодически корректируемые при помощи наземных измерительных комплексов и закладываемые в память бортовой аппаратуры. Излучение бортовых передатчиков СВЧ диапазона волн вместе с навигационными сигналами, о которых будет сказано ниже, несет потребителю информацию об эфемеридах данного ИСЗ.

Система работает на основе беззапросного метода, при котором с борта ИСЗ излучаются сигналы с высокой точностью привязки к шкале времени, для чего необходимо иметь на ИСЗ генераторы с весьма высокой стабильностью частоты. В системе NAVSTAR это достигается применением бортовых квантовых стандартов частоты с относительной нестабильностью порядка 10^{-13}, периодически сверяемых по радиолинии с наземными эталонами. Абонент (потребитель, определяющий свои координаты), выбрав четыре наиболее удачно расположенных ИСЗ из числа находящихся в данный момент в зоне видимости, измеряет до них так называемые *псевдодальности* — величины, определяемые временем распространения сигналов от данного ИСЗ до абонента, умноженным на скорость света. Значения псевдодальностей r_i связаны с координатами абонента системой уравнений вида

$$r_i = \sqrt{(\vec{S}_i + \vec{X})(\vec{S}_i - \vec{X})} + b, \qquad (4.78)$$

где $\vec{X}$ — вектор, направленный из центра Земли в точку расположения абонента; $\vec{S}_i$ — вектор, направленный из центра Земли в точку расположения i-го ИСЗ и b — уход частоты генератора опорного сигнала («часов») абонента (т. е. разность между ее номинальным значением и фактическим значением в момент измерения), умноженный на скорость света c.

Из уравнения (4.78) следует, что значение r_i отличается от истинной дальности между i-ым ИСЗ и абонентом на величину $b=c\Delta f$, что и породило термин «псевдодальность».

Решив систему из 4-х независимых уравнений вида (4.78), полученных при одновременном измерении четырех псевдодальностей, можно найти три пространственных координаты абонента и момент времени, к которому они относятся (поскольку определяется поправка к частоте Δf и, следовательно, сдвигу меток времени в электронных «часах» абонента).

Навигационные сигналы передаются с борта ИСЗ на двух несущих частотах — 1575 и 1227 МГц. Одновременные измерения на двух разнесенных частотах позволяют практически исключить ошибки, вносимые изменением скорости распространения сигналов при их прохождении через ионосферу, о чем говорилось выше применительно к системе SECOR. Выбор более высоких несущих частот по сравнению с системой SECOR существенно уменьшает остаточную ионосферную поправку, обусловленную членами высших порядков при разложении в ряд в формуле (4.77), так как показатель преломления $n_и$ ионосферы в любой ее точке зависит от частоты f распространения колебаний в соответствии с формулой

$$n_и = \sqrt{1-K\frac{N}{f^2}}\,, \qquad (4.79)$$

где K — постоянный коэффициент, величина которого определяется физическими константами (зарядом и массой электрона, диэлектрической постоянной вакуума), а N — концентрация электронов в данной точке (число свободных электронов в 1 см^3).

Несущие частоты бортовых передатчиков, одинаковые для всех ИСЗ системы, модулируются по фазе псевдошумовыми сигналами; иными словами, производится скачкообразное изменение фазы несущих частот по определенному закону, имеющему очень большой период повторения и на коротких интервалах времени напоминающему случайный. Фаза модулирующего сигнала «привязана» к меткам времени высокостабильных бортовых часов. Законы модуляции для всех ИСЗ различны, что позволяет принимать и разделять в аппаратуре абонента эти сигналы одновременно, несмотря на одинаковость несущих частот.

В аппаратуре абонента фазы принятых и демодулированных псевдошумовых сигналов сравниваются с фазами сигна-

лов, вырабатываемых в аппаратуре абонента и синхронизированных с находящимся в ней кварцевым генератором. Входящая в состав аппаратуры абонента портативная ЭВМ позволяет непосредственно получать значения координат, привязанных к шкале времени. Разработан ряд вариантов аппаратуры абонента, различающихся по сложности, габаритным характеристикам и точности измерений. Наиболее точная аппаратура дает возможность определять местоположение объекта со средней квадратической погрешностью порядка единиц метров, причем наибольший вклад в эту погрешность дает неточное знание эфемерид ИСЗ в момент измерений; эта погрешность по мере совершенствования методов прогнозирования эфемерид (в частности, накопления знаний о гравитационном поле Земли) будет снижаться, что приведет к росту точности определения координат. Другие компоненты общей погрешности, связанные с параметрами аппаратуры, также могут быть в дальнейшем уменьшены; в частности, предусматривается создание еще более стабильных бортовых квантовых стандартов частоты, уменьшение влияния шумов за счет совершенствования приемной и передающей аппаратуры и т. п.

На рис. 96 изображена общая структура системы NAVSTAR с указанием наземных средств, обеспечивающих ее функционирование и проверку.

Система NAVSTAR не единственная, хотя и наиболее универсальная из современных спутниковых навигационно-геодезических систем. Наряду с ней ведется разработка более специализированных систем для морской и воздушной навигации. Следует отметить также создаваемую во Франции навигационно-геодезическую спутниковую систему GEOLE, в которой также предусматривается использование фазового дальномерного метода (совместно с измерением радиальной скорости по доплеровскому сдвигу частоты). Отличительной чертой системы GEOLE является применение ИСЗ с высотой орбиты 4000 км и периодом обращения 4 ч. Измерение дальности производится при помощи активной ретрансляции излучаемых сигналов с использованием ряда поднесущих частот для исключения неоднозначности при фазовых измерениях. Система должна обеспечивать высокую точность определения местоположения ($\sim$10 м), однако измерения могут выполняться лишь периодически из-за ограничения зон видимости спутников при высоте орбиты 4000 км и небольшого общего числа ИСЗ.

К дальномерным спутниковым радиосистемам можно отнести также радиоальтиметры (радиовысотомеры), установленные на ряде ИСЗ. Измерение высоты над земной поверхностью позволяет уточнять как параметры самой орбиты, так и характеристики геопотенциала (распределение значений ускорения силы тяжести по поверхности геоида). Обычно для этих целей используются импульсные радиоальтиметры, работающие в диапазоне сантиметровых волн. В целях повышения точно-

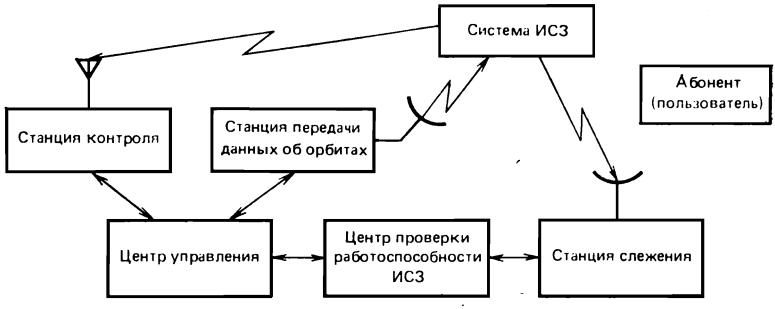


Рис. 96.
Структурная схема системы NAVSTAR

сти измерений длительность импульса стараются сделать минимальной или прибегают к дополнительной модуляции параметров импульса за время его излучения (в частности, линейной частотной модуляции). Оба эти способа расширяют частотный спектр импульса и требуют применения максимально высокой несущей частоты, ограниченной сверху затуханием радиоволн в атмосфере и возможностями современной техники генерирования сверхвысоких радиочастот.

Чтобы свести к минимуму влияние рельефа подстилающей поверхности на точность определения высоты, радиоальтиметрические измерения обычно производятся над океанами. Не вдаваясь в подробности технического устройства радиоальтиметров на различных ИСЗ, которые существенно отличаются друг от друга, укажем, к примеру, что для одной из наиболее совершенных систем этого класса — радиоальтиметра, установленного на борту ИСЗ SEASAT, аппаратурная точность измерения высоты достигает $\pm 0{,}1$ м. При этом аппаратурная ошибка соизмерима с ошибкой, возникающей за счет неточного знания фактической скорости распространения радиоволн через атмосферу в момент измерения.

Кроме радиосистем дальномерного типа, большую роль в спутниковой радиогеодезии сыграли (и продолжают играть) доплеровские радиоизмерения. Они основаны на определении доплеровского сдвига частоты излучения, принимаемого от передатчика, перемещающегося относительно приемника. Так, если передатчик на борту ИСЗ излучает сигнал с частотой колебаний f, то наземный приемник зарегистрирует излучение с частотой $f_{\text{пр}}$, смещенной на величину $\Delta f_D = f_{\text{пр}} - f = -\frac{f}{c}\dot{D}$, где c — скорость распространения радиоволн и $\dot{D}$ — радиальная скорость ИСЗ относительно наземного приемника.

На практике при выполнении доплеровских измерений производится обычно подсчет числа периодов доплеровской частоты Δf_D за некоторый промежуток времени $\Delta t = t_2 - t_1$, где

t_1 и t_2 — моменты начала и конца измерения. При этом определяется интегральная величина

$$\int_{t_1}^{t_2} (f_0 - f_{\text{пр}})\, dt = \int_{t_1}^{t_2} (f_0 - f - \Delta f_D)\, dt = (f_0 - f)(t_2 - t_1) + \frac{f}{c}(D_2 - D_1), \tag{4.80}$$

где f_0 — частота колебаний опорного генератора наземной станции, значение которой должно быть возможно более стабильным во времени (выбор номинального значения f_0 определяется техническими соображениями и принципиального значения не имеет); величина $(D_2 - D_1)$ представляет собой разность радиальных расстояний между ИСЗ и наземной станцией в моменты t_2 и t_1.

Очевидно, что из формулы (4.80) можно найти $(D_2 - D_1)$, так как остальные величины в этой формуле являются либо известными, либо измеренными.

Построенные на основе данного принципа доплеровские спутниковые системы технически проще описанных выше дальномерных систем и получили довольно широкое распространение. К их числу относятся, например, системы TRANSIT, GEOS и др. Излучаемые спутниковыми радиопередатчиками колебания лежат в диапазонах дециметровых и метровых волн; для уменьшения ошибок, связанных с влиянием ионосферы на скорость распространения радиоволн, применяются одновременные измерения на двух частотах подобно тому, как это осуществляется в описанных выше дальномерных спутниковых системах.

Высоты орбит ИСЗ, предназначенных для доплеровских измерений, обычно лежат в пределах 800—1500 км; число одновременно функционирующих спутников в системе составляет 4—6 (TRANSIT). При использовании нескольких последовательных измерений координаты неподвижного пункта в любой точке земного шара могут быть найдены с точностью, достигающей ± 10 м. Однако по оперативности измерений доплеровские системы уступают описанной выше системе NAVSTAR, позволяющей получать координаты любой точки в произвольный момент времени, поскольку не всегда в «поле зрения» наземной станции имеется соответствующий ИСЗ и для высокоточного определения координат к тому же требуются измерения при нескольких прохождениях ИСЗ мимо наземной станции. Поэтому предполагается, что в будущем произойдет постепенный переход от использования доплеровских навигационно-геодезических систем к разностно-дальномерным системам типа NAVSTAR.

Еще одним новым методом точного определения координат при помощи ИСЗ следует считать использование радиоинтерферометров с очень большой длиной базы (радиоинтерферометрия со сверхдлинной базой — РСДБ) [22].

ГЛАВА 5
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ИЗМЕРЕНИЙ

Конечной целью обработки электрооптических и радиогеодезических измерений является получение расстояний или координат, которые затем используются в зависимости от конкретно решаемой геодезической задачи. Поэтому само понятие «обработка результатов измерений» в электронной дальнометрии является достаточно гибким и может варьироваться с учетом требований точности конечного результата, диапазона длин, в котором выполняются линейные измерения, масштабных критериев и т. п. Так, например, можно выделить задачи топографического и прикладного характера (топографические съемки, обеспечение инженерных работ, геодезия в строительстве и т. д.) — задачи локального порядка, решаемые с использованием приборов массового применения — светодальномеров малой дальности действия и электронных тахеометров. В этих случаях, как правило, при обработке измерений достаточно ограничиться получением расстояний, приведенных к горизонту (горизонтальных проложений), или получением координат на основании информации, обеспечиваемой непосредственно из измерений электронным тахеометром в полевых условиях (расстояния, углы, превышения). В других случаях, когда имеют дело со значительными длинами и высокими точностями, конечный результат должен быть отнесен к некоторой математической поверхности, на которой удобно выполнять решение различных геодезических задач. В качестве такой поверхности, называемой поверхностью относимости, принимается обычно поверхность референц-эллипсоида, и измеренные величины (расстояния, разности расстояний) необходимо редуцировать (привести) на эту поверхность. При построении сетей 2-го и низших классов обработка ведется не на референц-эллипсоиде, а на плоскости в определенной проекции, обычно в проекции Гаусса—Крюгера, и тогда возникает дополнительная задача редукции с референц-эллипсоида на плоскость в указанной проекции. Перед редуцированием на поверхность относимости полученные из измерений величины необходимо определенным образом «подготовить», внеся соответствующие поправки.

Таким образом, содержание обработки измерений оказывается различным в двух указанных типах случаев. В первом из них (короткие расстояния) используются приборы, большинство которых отличается высоким уровнем автоматизации. Естественно, что при конструировании таких приборов предусмотрена возможность не только автоматического выполнения измерений, но и автоматизация процесса их обработки с целью освобождения потребителя от дополнительных вычислений.

Приборы с микропроцессорами дают возможность тут же обрабатывать результаты путем введения необходимой дополнительной информации ручным набором на клавиатуре. В электронных тахеометрах последних моделей имеются мини-ЭВМ, представляющие собой сочетание микропроцессора с памятью и устройствами ввода и вывода данных; они содержат постоянно заложенные в память («зашитые») программы, позволяющие осуществить непосредственно в полевых условиях полную обработку измерений вплоть до получения координат с регистрацией их в различной форме (отображение в цифровом виде на дисплее, запись на перфоленту или магнитный носитель).

Разумеется, столь высокий уровень автоматизации достигнут не во всех приборах, и во многих топографических светодальномерах требуется вмешательство человека для обработки измерений. Степень участия оператора различна для разных приборов. Если дальномер имеет цифровой фазометр с электронным табло, то на нем может отображаться расстояние, в которое затем необходимо вручную вводить различные поправки, либо расстояние, автоматически полученное с учетом поправок при ручной установке входных данных соответствующими переключателями на панели прибора. В других дальномерах — неавтоматизированных — даже получение наклонного расстояния требует ручных вычислительных операций.

Из сказанного следует, что практически невозможно изложить общую унифицированную процедуру обработки измерений применительно к приборам малой дальности действия — в каждом конкретном случае она осуществляется по-разному с учетом аппаратурных возможностей данного прибора и детально поясняется в технической документации на прибор. Поэтому мы в данной главе не будем ориентироваться на приборы-автоматы, которые созданы лишь для коротких расстояний и в этом смысле представляет собой частный случай дальномерной техники, хотя и весьма важный ввиду своей массовости. Мы рассмотрим лишь теоретические принципы, заложенные в основу обработки измерений, выполняемых дальномерной аппаратурой, независимо от способа их технического осуществления.

Определение координат в случае РГС также характеризуется разной степенью автоматизации в различных радиогеодезических системах. Последние модели РГС сопрягаются с ЭВМ, выдающими координаты на печать и графопостроителем, автоматически вычерчивающим курс подвижной станции. В других, менее автоматизированных РГС данные получают в цифровом виде на счетчике или в форме, удобной для ввода в ЭВМ при последующей камеральной обработке. В отдельных случаях используются и более старые системы, требующие ручных вычислений. Поэтому при рассмотрении обработки измерений, выполненных при помощи РГС, мы также будем ка-

саться лишь общих математических соотношений, положенных в основу получения конечного результата.

Обработка дальномерной информации в общем случае сводится к введению различных поправок в полученную из измерений величину. На первой стадии обработки в измеренные значения вводятся аппаратурные поправки и поправки за влияние внешних условий, т. е. атмосферы. При свето- и радиодальномерных измерениях, кроме того, может вводиться поправка за приведение линии к центрам пунктов. После введения этой группы поправок мы получаем наклонное расстояние, подготовленное ко второй стадии обработки — редуцированию на поверхность относимости. Еще раз подчеркнем, что в случае коротких расстояний редуцирования не требуется, а вводится еще поправка за наклон линии, и полученное таким образом горизонтальное расстояние представляет собой окончательный результат.

Редуцирование, необходимое в случае больших расстояний, с практической точки зрения также сводится к введению некоторых поправок по стандартным формулам. Поэтому разделение поправок на две группы — предварительные и редукционные — имеет целью лишь оттенить смысл выполняемой математической обработки на различных ее этапах; кроме того, раздельное рассмотрение двух указанных групп поправок более целесообразно и с методической стороны. В соответствии с этим и построено изложение материала данной главы: в первых двух параграфах раздельно рассматриваются указанные группы поправок, а в последующих параграфах освещаются вопросы, связанные с вычислением координат по результатам радиогеодезических измерений и обработкой в случае измерения больших расстояний методом пересечения створа. Вопросы определения координат наземных пунктов по измерениям спутниковыми системами изучаются в курсе космической геодезии и здесь не затрагиваются.

§ 23. ПОПРАВКИ, ВВОДИМЫЕ В ИЗМЕРЕННЫЕ РАССТОЯНИЯ ПЕРЕД РЕДУЦИРОВАНИЕМ НА ПОВЕРХНОСТЬ ОТНОСИМОСТИ

Аппаратурные поправки. Аппаратурные поправки могут быть различными в зависимости от типа аппаратуры. Если это свето- или радиодальномер, то к аппаратурным поправкам относятся постоянная поправка прибора, поправки за отличие частот от номиналов и другие, указываемые для каждого конкретного прибора в соответствующей документации. Если это радиогеодезическая система для определения координат, то к аппаратурным поправкам относятся:

— поправка за несовпадение электрического центра определяемой станции с точкой, в которой фиксируется ее геометрическое положение (например, с точкой установки аэрофотоаппарата при использовании РГС при аэросъемке);

— поправка за несинхронность работы радиогеодезической и аэросъемочной или геофизической аппаратуры (т. е. той аппаратуры, координаты которой в определенные моменты ее работы должны определяться радиогеодезической системой);

— в гиперболических некогерентных РГС (типа «Поиск») — поправка за задержку сигнала из-за наличия ретрансляционной станции (называемая «поправкой за положение ретрансляционной станции»).

В РГС могут быть и другие аппаратурные поправки, указываемые в каждом конкретном случае.

Поправки за влияние атмосферы. К ним относятся:

— поправка за скорость распространения электромагнитных волн;

— поправка за кривизну траектории электромагнитных волн.

Первая из этих поправок преследует цель определить реальную скорость электромагнитных волн в период измерений («рабочую» скорость) и вводится по метеорологическим данным, измеряемым на одном или обоих концах линии. Другими словами, это — поправка за отличие реальной скорости распространения от «расчетной», принятой заранее при вычислении расстояния («заложенной» в аппаратуру при автоматическом вычислении или «табличной» при ручном вычислении). Такая поправка при свето- и радиодальнометрии учитывается в обязательном порядке; в случае же радиогеодезических систем СВ и ДВ диапазонов, работающих на трассах, близких к горизонтальным (например, в морской геодезии), она может учитываться лишь в тех случаях, когда температура воздуха на участке работ существенно отличается (на величину порядка 10°) от значения, соответствующего принятой стандартной скорости радиоволн или величине линейного эквивалента фазового цикла, полученной при калибровке системы. При работе РГС на наклонных трассах (самолетные системы) поправка за скорость должна учитываться, поскольку среднее значение скорости на наклонной трассе всегда отличается от принятого значения из-за изменения показателя преломления с высотой. В этом случае при вычислении поправки следует использовать определенную модель атмосферы (см. § 9).

При измерении свето- и радиодальномерами линий, имеющих значительный угол наклона к горизонту (а также длинных линий), метеоизмерения выполняются на обоих концах линии, и поправка за скорость вычисляется по среднему из этих метеоизмерений. При достаточно короткой линии (менее ~5 км) и не слишком большой разности высот ее концов (менее ~100 м) часто допускается выполнение метеоизмерений в одной конечной точке. В этом случае в процессе вычисления поправки за скорость обычно учитывается изменение давления с высотой по известной барометрической формуле Бабине, для чего нужно приближенно знать превышение между концами линии.

Вторая из атмосферных поправок — за рефракционное удлинение траектории — ощутима лишь при расстояниях более ~100 км (см. табл. 3, § 10), и целесообразность введения этой поправки определяется точностью используемой радиогеодезической аппаратуры.

Таким образом, основной поправкой, учитывающей влияние атмосферы, является поправка за скорость распространения электромагнитных волн. Поскольку она вычисляется по метеоданным, ее часто называют *метеорологической поправкой.* Рассмотрим более подробно, каким образом она вводится в результаты измерений свето- и радиодальномерами.

Введение метеорологической поправки при светодальнометрии. При измерении расстояний светодальномерами показатель преломления воздуха обычно представляют в виде

$$n = n_0 + \Delta n, \tag{5.1}$$

где n_0 — показатель преломления в стандартных условиях (при температуре T_0, давлении P_0 и влажности e_0), определяемый по формуле Коши (2.22), а Δn — поправка к стандартному показателю преломления за отличие измеренных значений T, P и e от стандартных. В соответствии с этим непосредственно из измерений дальномером сначала получают расстояние D_0 для стандартных условий, а затем вводят метеопоправку сразу в расстояние

$$D = D_0 + \Delta D_v. \tag{5.2}$$

Расстояние D_0 определяется соотношением

$$D_0 = \frac{v_0 \cdot \tau_{2D}}{2} = \frac{c \cdot \tau_{2D}}{2n_0}, \tag{5.3}$$

а поправка ΔD_v, очевидно, будет равна

$$\Delta D_v = \frac{(v - v_0)\tau_{2D}}{2} = \frac{v_0 \tau_{2D}}{2}\left(\frac{n_0}{n} - 1\right) = D_0 \frac{n_0 - n}{n} \approx D_0 (n_0 - n). \tag{5.4}$$

Переходя от показателей к индексам преломления $N_0 = (n_0 - 1)10^6$ и $N = (n-1)10^6$, получим

$$\Delta D_v = D_0 (N_0 - N)\, 10^{-6}. \tag{5.5}$$

Величина N_0 определяется по формуле Коши (2.22), а N — по формуле Баррелла и Сирса (2.24). С использованием этих формул выражение (5.5) примет вид

$$\Delta D_v = D_0 \left[\left(A + \frac{3B}{\lambda^2} + \frac{5C}{\lambda^4}\right)\left(1 - \frac{T_0}{P_0} \cdot \frac{P}{T}\right) + \left(17{,}045 - \frac{0{,}5572}{\lambda^2}\right) \times \frac{e}{T}\right] 10^{-6}. \tag{5.6}$$

Такова общая формула для метеопоправки при светодальнометрии. В качестве величины T, P и e в (5.6) должны, строго

говоря, фигурировать осредненные вдоль всей трассы значения, т. е. $<T>$, $<P>$ и $<e>$. Практически, как уже отмечалось, эти значения аппроксимируются средними из метеоизмерений на двух концах линии.

Если метеоизмерения выполняются только на одном конце (при короткой линии и небольшом превышении между пунктами), то, поскольку в приземном слое воздуха давление изменяется с высотой значительно сильнее, чем температура и тем более влажность, вместо $<T>$ и $<e>$ просто используют измеренные значения, а среднее давление $<P>$, подставляемое в (5.6), аппроксимируют значением, получаемым по формуле Бабине

$$<P> \approx P\left[1 - \frac{h}{16014\,(1 + \alpha t^\circ)}\right], \qquad (5.7)$$

где P и t° — давление и температура, измеренные в точке стояния прибора; h — превышение между конечными точками линии; $\alpha = 1/273{,}16 = 0{,}003661$.

Формула (5.6) табулируется, и при ручной обработке поправку ΔD_v находят из таблиц по измеренным значениям температуры, давления и влажности. При этом поправка ΔD_v обычно разбивается на два слагаемых $\delta_{t,\,P}$ и δ_e, находимых по отдельности. Иногда вместо таблиц используются специально составленные номограммы.

При работах высокой точности для измерения давления обычно применяют барометр-анероид, а для измерения температуры и влажности — аспирационный психрометр Ассмана. Последний состоит из двух одинаковых термометров, ртутный резервуар одного из которых смачивается дистиллированной водой, и аспиратора — вентилятора, приводимого в действие пружинным механизмом и создающего принудительный обдув воздухом термометров психрометра. При этом температура определяется с точностью до 0,1° непосредственно по сухому термометру, а абсолютная влажность e вычисляется по показаниям сухого ($t^\circ_с$) и смоченного ($t^\circ_{вл}$) термометров и величине атмосферного давления в соответствии с эмпирической формулой Шпрунга

$$e = E' - P\,(t^\circ_с - t^\circ_{вл})\,\frac{1 + t_{вл}/872{,}8}{a}, \qquad (5.8)$$

где E' — давление насыщенных водяных паров при температуре смоченного термометра; a — психрометрическая постоянная (постоянная Ассмана), равная 1510, если ртутный резервуар смоченного термометра покрыт водой, и 1756, если он покрыт льдом (при отрицательных температурах *). Значения E' приведены в прил. 1.

* При отрицательных температурах до —10 °С резервуар может быть также покрыт переохлажденной водой; в этом случае берется коэффициент 1510.

При составлении таблиц поправок или номограмм формула (5.8) вводится в формулу (5.6). В качестве длины волны λ в (5.6) подставляется эффективная длина волны света; в случае лазерного источника она равна длине волны излучения лазера (см. § 8, стр. 78). В результате аргументами, по которым из таблиц находятся поправки $\delta_{t,P}$ и δ_e, являются величины $t°_с$, $t°_{вл}$, P, а также приближенное расстояние D_0 и в случае метеоизмерений в одной точке превышение h.

При отсутствии таблиц метеопоправок или в том случае, когда таблицы рассчитаны на другую длину волны излучения λ, вычисление поправки ΔD_v можно выполнить непосредственно по формуле (5.6). В частности, при $t°_0=0°$, $P_0=760$ мм рт. ст. и использовании гелий-неонового лазера (длина волны в вакууме 0,632991 мкм) эта формула принимает вид

$$\Delta D_v = D_0\left(300{,}11 - 107{,}87\frac{P}{T} + 15{,}65\frac{e}{T}\right)10^{-6}. \qquad (5.9)$$

Пример. Для вышеуказанных стандартных условий и лазера на He-Ne получено: $D_0=12752{,}366$ м; средние значения метеоданных: $t_с = +12{,}8^0$; $t_{вл}=+9{,}4$ °C; $P=752{,}2$ мм рт. ст. Найдя из табл. прил. 1 по аргументу $t_{вл}$ величину $E'=8{,}84$ мм рт. ст., определяем влажность e по формуле (5.8): $e=8{,}84-1{,}71=7{,}13$ мм рт. ст. Затем по формуле (5.9) находим:

$$\Delta D_v = 12\,752(300{,}11-283{,}74+0{,}39)\cdot 10^{-6} = +0{,}214 \text{ м}.$$

При автоматическом введении указанных поправок вышеприведенные формулы закладываются в программу вычислительного устройства или микропроцессора, а ввод конкретных значений T, P и e, полученных из метеоизмерений, осуществляется установкой соответствующих переключателей на панели прибора.

При работах пониженной точности, выполняемых светодальномерами малой дальности действия на коротких дистанциях, иногда бывает достаточным ограничиться довольно грубым измерением температуры (с точностью до 1—2°) при помощи любого простого термометра; данные о давлении можно взять из сводки погоды, а влажность вообще не измерять. В этом случае формула для ΔD_v упрощается (не учитывается член, содержащий e) и в неавтоматизированных приборах обычно реализуется в виде номограммы с аргументами $t°$ и P.

Введение метеорологической поправки при измерении расстояний радиодальномерами. В радиодальномерах, в которых предусмотрено непосредственное получение расстояния (например, на табло), принцип введения метеопоправок, в общем, аналогичен рассмотренному выше для светодальномеров с той разницей, что вместо формулы Баррелла и Сирса (2.24) используется формула Фрума и Эссена вида (2.26). В ранних моделях радиодальномеров, в которых расстояние получается не непосредственно, а вычисляется по измеренному времени распространения радиоволн, метеопоправка как таковая не определя-

ется, а осуществляется переход от скорости в вакууме к скорости в атмосфере определением показателя или индекса преломления воздуха, и расстояние получают умножением измеренного времени распространения на половину найденного значения скорости. Рассмотрим кратко оба этих случая.

В первом случае, когда вводят поправку в расстояние, справедливо соотношение (5.5). Для определения N_0 и N используется формула (2.26):

$$N = a\frac{P}{T} + b\frac{e}{T} + c\frac{e}{T^2};$$

$$N_0 = a\frac{P_0}{T_0} + b\frac{e_0}{T_0} + c\frac{e_0}{T_0^2}.$$

Отсюда ясно, что

$$\Delta D_v = D_0\left[a\left(\frac{P_0}{T_0} - \frac{P}{T}\right) + b\left(\frac{e_0}{T_0} - \frac{e}{T}\right) + c\left(\frac{e_0}{T_0^2} - \frac{e}{T^2}\right)\right]10^{-6}. \tag{5.10}$$

Коэффициенты a, b, c приведены в табл. 2 (§ 8).

В частности, при $t_0=0°$, $P_0=760$ мм рт. ст., $e_0=0$ и коэффициентах по Фруму и Эссену получаем

$$\Delta D_v = D_0\left[287{,}93 - 103{,}49\frac{P}{T} - 17{,}23\frac{e}{T} - 4{,}96\cdot 10^5\frac{e}{T^2}\right]10^{-6}. \tag{5.11}$$

Поскольку измерения метеоэлементов при точной радиодальнометрии выполняются так же, как и в случае светодальномеров — при помощи психрометра и анероида, то и значение абсолютной влажности e определяется аналогичным образом (по формуле Шпрунга (5.8)).

Пример. Пусть, как и в предыдущем примере, $D_0=12752{,}366$ м; $t_c=+12{,}8°$; $t_{вл}=+9{,}4°$; $P=752{,}2$ мм рт. ст. По таблице прил. 1 и формуле (5.8) находим: $e=7{,}13$ мм рт. ст. и по формуле (5.11) получаем:

$$\Delta D_v = 12\,752\cdot(287{,}93 - 272{,}22 - 0{,}43 - 43{,}25)\cdot 10^{-6} = -0{,}357 \text{ м}.$$

При обработке измерений радиодальномерами, определяющими время распространения, процедура учета метеоусловий несколько иная: коррекция скорости распространения производится не вычислением поправки к скорости в вакууме, а нахождением сразу рабочей скорости v по индексу преломления N, предварительно вычисляемому по формуле Фрума — Эссена. Расстояние представляют в виде

$$D = u\cdot\tau_{2D}, \tag{5.12}$$

где величина u есть половина рабочей скорости в м/нс, опреде-

ляемая соотношением

$$u=\frac{v}{2}=\frac{c}{2n}=\frac{c}{2\,(1+N\cdot 10^{-6})}, \qquad (5.13)$$

а $c=0{,}299792458$ м/нс — скорость электромагнитных волн в вакууме (фундаментальная константа). Таким образом, вычислив по результатам метеоизмерений индекс преломления N (по формуле (2.26), можно по (5.13) сразу получить величину u. Как для определения N по метеоизмерениям, так и для определения u по N составлены соответствующие таблицы. Наиболее удобны таблицы, составленные В. Н. Бондаренко, которые позволяют обойтись без промежуточного этапа вычисления N и дают сразу скорость u по измеренным значениям $t°_{\text{с}}$, $t°_{\text{вл}}$ и P.

Пример. Из измерений радиодальномером РДГВ получено время распространения $\tau_{2D}=116\,832{,}24$ нс. Метеоданные: $t_{\text{с}}=+12{,}8°$; $t_{\text{вл}}=+9{,}4°$; $P=753{,}5$ мм рт. ст. Найти расстояние D.

Определяем u по таблицам или последовательно по формулам (5.8), (2.26) и (5.13): $e=7{,}13$ мм рт. ст.; $N=315{,}15$; $u=0{,}14\,984\,900$ м/нс. Затем по формуле (5.12) находим расстояние: $D=116\,832{,}24\times 0{,}149\,849=17\,507{,}194$ м.

Поправка за приведение линии к центрам пунктов необходима в случае установки дальномерной аппаратуры на столиках геодезических знаков. Для ее нахождения необходимо определить элементы приведения на обоих пунктах, аналогично тому, как это делается в триангуляции. Поправка равна

$$\Delta D_{\text{п}}=\delta_{\text{с}}+\delta_{r}, \qquad (5.14)$$

где $\delta^{\text{с}}$ — поправка за центрировку приемопередатчика светодальномера или ведущей станции радиодальномера, δ_r — поправка за редукцию отражателя или ведомой станции.

Поправки $\delta_{\text{с}}$ и δ_r вычисляют по формулам:

$$\delta_{\text{с}}=-l_1\cos\theta_1, \qquad (5.15)$$

$$\delta_r=-l_2\cos\theta_2, \qquad (5.16)$$

где l_1, θ_1 и l_2, θ_2 — линейные и угловые элементы приведения на пунктах. Углы θ отсчитываются от направления на центр «своего» знака до направления на другой знак.

При графическом определении элементов приведения поправки $\delta_{\text{с}}$ и δ_r могут быть получены также графически (как проекции линейных элементов приведения на направление измеряемой линии).

Введя поправки за центрировку и редукцию, мы получаем наклонное расстояние между точками, совпадающими в плане с центрами пунктов, а по высоте — с геометрическими центрами установленных на пунктах приборов.

Поправка за наклон линии (за приведение к горизонту в точке стояния прибора) в случае измерения коротких линий

вычисляется по формуле

$$\Delta D_h = -\frac{h^2}{2D}, \qquad (5.17)$$

где h — превышение между концами линии.

При высокоточном измерении больших расстояний свето- и радиодальномерами учитывается еще один член $\left(-\frac{h^4}{8D^3}\right)$; в этом случае поправка за наклон входит в общую формулу для редуцирования линии (см. § 24).

§ 24. РЕДУЦИРОВАНИЕ НА ПОВЕРХНОСТЬ ОТНОСИМОСТИ

В случае измерения больших расстояний вторым этапом обработки, как уже отмечалось ранее, является редуцирование на поверхность референц-эллипсоида и на плоскость в проекции Гаусса — Крюгера.

Остановимся вкратце на том общем принципе, который положен в основу редуцирования линейных величин на референц-эллипсоид.

При редуцировании на эллипсоид необходимо получить длину геодезической линии, соответствующей редуцируемому расстоянию. Практически же вполне допустимо отождествить длину геодезической линии, соединяющей две точки на эллипсоиде, с длиной дуги нормального сечения из первой точки на вторую, ибо разность длины этой дуги и геодезической линии ничтожно мала (менее 10^{-3} мм при расстоянии 600 км).

Далее, для упрощения вывода редукционной формулы заменяют длину дуги нормального сечения дугой окружности, т. е. заменяют референц-эллипсоид шаром, и получают формулу, в которой фигурирует радиус шара R. В первом приближении R полагают равным среднему радиусу Земли (6371 км), что допустимо при обработке измерений, выполненных радиогеодезическими системами не очень высокой точности и при не слишком больших расстояниях. При желании получить более точный результат в качестве R используют средний радиус кривизны эллипсоида $R_э = \sqrt{MN}$ для средней точки линии (M — радиус кривизны меридиана; N — радиус кривизны первого вертикала в этой точке). Наконец, при еще более точных вычислениях (редуцирование результатов измерений свето- и радиодальномерами) в качестве R принимают радиус кривизны нормального сечения, проходящего через одну из конечных точек или, лучше, через среднюю точку линии (точку со средней широтой). Радиус кривизны нормального сечения R_n может быть вычислен, если известны азимут линии и ее средняя широта (соответствующие формулы выводятся в курсе сфероидической геодезии и будут приведены ниже).

Итак, редукционная задача сводится к вычислению длины дуги окружности, в качестве радиуса которой затем подставля-

ется в зависимости от требуемой точности средний радиус сферической Земли, средний радиус кривизны эллипсоида или радиус кривизны нормального сечения. Длину дуги окружности проще всего получить, вычислив сначала длину хорды, стягивающей эту дугу, и затем введя в результат соответствующую поправку, подобно тому, как это делается при рассмотрении рефракционного удлинения траектории, принимаемой за дугу окружности (см. § 10, рис. 19).

Для вычисления длины хорды по измеренной наклонной дальности требуется, как мы увидим далее, знать геодезические высоты H конечных точек линии, т. е. высоты их над референц-эллипсоидом. В каталогах же высот и на картах всегда приводятся не геодезические, а нормальные высоты H^ν, эквивалентные высотам точек линии над квазигеоидом. При невысокой точности радиогеодезических измерений в отдельных случаях можно пользоваться нормальными высотами вместо геодезических, но при точных измерениях нужно получить геодезические высоты, связанные с нормальными высотами, как известно, соотношением $H = H^\nu + \zeta$, где величина ζ (аномалия высоты) есть превышение квазигеоида над референц-эллипсоидом. Эта величина может быть найдена при помощи специальных таблиц или по карте высот квазигеоида (геоида) над референц-эллипсоидом.

Общая формула для редуцирования линии. Получим общую формулу для редуцирования наклонного расстояния на сферу радиуса R. На рис. 97 $AB = D$ — редуцируемое расстояние; точки a и b — проекции точек A и B на сферу; H_A и H_B — геодезические высоты точек A и B; d — хорда; S — дуга окружности, длину которой требуется получить. Из треугольника aob имеем

$$d^2 = R^2 + R^2 - 2R^2 \cos\gamma = 2R^2(1 - \cos\gamma), \qquad (5.18)$$

а из треугольника AOB

$$D^2 = (R + H_A)^2 + (R + H_B)^2 - 2(R + H_A)(R + H_B)\cos\gamma. \qquad (5.19)$$

Определив из (5.19) $\cos\gamma$ и подставив его в (5.18), после несложных преобразований получим для хорды d

$$d = \sqrt{\frac{D^2 - (H_B - H_A)^2}{\left(1 + \frac{H_A}{R}\right)\left(1 + \frac{H_B}{R}\right)}}. \qquad (5.20)$$

Переход от длины хорды d к длине дуги S осуществляется по формуле (см. § 10)

$$S = d + \frac{d^3}{24R^2}. \qquad (5.21)$$

В последнем члене этой формулы в любых случаях допустимо вместо d брать значение измеренной дальности D, а в качестве

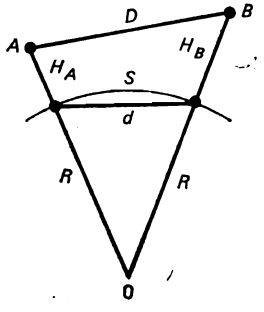


Рис. 97. Редуцирование наклонного расстояния

R — средний радиус земного шара R_0, и окончательная общая формула редукции может быть записана в виде

$$S = d + \frac{D^3}{24R_0^2}, \qquad (5.22)$$

где d определяется формулой (5.20).

Радиус кривизны нормального сечения R_n, используемый в качестве R в (5.20) при наиболее точном приближении, вычисляется по формуле:

$$R_n = R_э\left(1 - \frac{e^2}{2}\cos^2 B_m \cdot \cos 2A\right); \qquad (5.23)$$

здесь B_m — средняя широта линии; A — азимут; $R_э$ — средний радиус кривизны эллипсоида на широте B_m, равный

$$R_э = \sqrt{MN} = \frac{a\sqrt{1-e^2}}{1 - e^2 \cdot \sin^2 B_m}, \qquad (5.24)$$

где a — большая полуось эллипсоида; e — его первый эксцентриситет. Для референц-эллипсоида Красовского $a = 6378245$ м; $e^2 = 0{,}0066934216$. Значения $R_э$ и R_n для диапазона широт 36—79° приведены в прил. 2 и 3.

Ошибка от замены длины дуги нормального сечения дугой окружности радиуса R_n, как показывают расчеты, может считаться пренебрегаемой вплоть до расстояний 600 км.

Лишь при измерении расстояний более 600 км следует вычислять не длину окружности радиуса R_n, а непосредственно длину дуги нормального сечения или геодезической линии на поверхности эллипсоида. Практически такое вычисление можно осуществить, перейдя от хорды окружности радиуса R_n, т. е. от величины d, определяемой формулой (5.20), к хорде нормального сечения эллипсоида $d_э$ и далее к длине геодезической линии $S_э$ на эллипсоиде по формулам:

$$d_э = d - \frac{d}{N} e'^2 \cdot \cos^2 B_m \cdot \cos^2 A \left(H_m - \frac{H_A^2 + H_B^2}{2N}\right); \qquad (5.25)$$

$$S_э = d_э + \frac{d^3}{24N^2}\left(1 + e'^2 \cdot \cos^2 B_m \cdot \cos^2 A\right)^2, \qquad (5.26)$$

где $N = \dfrac{a}{(1 - e^2 \sin^2 B_m)^{1/2}}$ — радиус кривизны первого вертикала для средней широты B_m; e' — второй эксцентриситет $(e'^2 = 0{,}0067385254)$; $H_m = \dfrac{1}{2}(H_A + H_B)$ — средняя высота линии. Величины N даны в прил. 4.

Рабочие формулы редуцирования. Выражение (5.20) является универсальным — оно пригодно для использования как в случае свето- и радиодальномеров, так и при измерениях радиогеодезическими системам. На практике его обычно преобразуют, внося при этом некоторые допустимые упрощения, и получают результат в виде суммы нескольких членов (поправок к измеренной дальности) достаточно простого вида. Преобразования заключаются в том, что формулу (5.20) записывают в виде

$$d = D\left[1 - \frac{(H_B - H_A)^2}{D^2}\right]^{1/2}\left(1 + \frac{H_A}{R}\right)^{-1/2}\left(1 + \frac{H_B}{R}\right)^{-1/2} \tag{5.27}$$

и затем каждый из сомножителей раскладывают в степенной ряд, удерживая определенное количество членов разложения; перемножают ряды и в полученном результате также отбрасывают несущественные члены. В итоге получают рабочие формулы, которые могут в различных случаях (измерения свето- и радиодальномерами, измерения разными типами радиогеодезических систем) несколько отличаться друг от друга. Наиболее употребительны следующие формулы (приводим их с учетом соотношения (5.22), т. е. для длины дуги окружности на сфере относимости):

1) для свето- и радиодальномеров

$$S = D - \frac{h^2}{2D} - \frac{h^4}{8D^3} - \frac{H_m}{R}D + \frac{H_m^2}{R^2}D + \frac{D^3}{24R_0^2}; \tag{5.28}$$

2) для радиогеодезических систем

$$S = D - \frac{h^2}{2D} - \frac{H_m}{R}D + \frac{D^3}{24R_0^2} - \frac{D^3}{24\rho^2}. \tag{5.29}$$

В этих формулах $h = H_B - H_A$.

Как видим, эти формулы отличаются друг от друга тем, что в (5.28) не учитываются члены $h^4/8D^3$ и $H^2_m D/R^2$ и добавляется поправка за рефракционное удлинение траектории (последний член), существенная при расстояниях более 150—200 км (ρ — радиус кривизны траектории радиоволны). Если радиогеодезической системой измеряются не расстояния D, а разности расстояний $D_1 - D_2$ (гиперболические РГС), то для редуцирования разности расстояний формула (5.29) преобразуется в «разностную» формулу

$$S_1 - S_2 = (D_1 - D_2) - \left(\frac{h_1^2}{2D_1} - \frac{h_2^2}{2D_2}\right) - \left(\frac{H_{m_1}}{R_1}D_1 - \frac{H_{m_2}}{R_2}D_2\right) + \\ + \frac{1}{24}\left(\frac{1}{R_0^2} - \frac{1}{\rho^2}\right)(D_1^3 - D_2^3), \tag{5.30}$$

где все индексы 1 и 2 относятся к расстояниям D_1 и D_2 соответственно. Гиперболические системы определяют две разности расстояний (см. рис. 88), и соответственно формула вида (5.30) используется дважды. При этом, как видно из (5.30), для вычисления поправочных членов нужно знать не разности расстояний, а сами расстояния, которые не измеряются. Однако их достаточно знать приближенно, и их находят следующим образом: по измеренным разностям расстояний определяют приближенные координаты определяемого пункта при помощи гиперболической сетки, нанесенной, наряду с сеткой прямоугольных координат, на планшет участка работ (на котором отмечено положение базисных станций), а затем по полученным приближенным координатам определяемого пункта и известным координатам базисных станций определяют (решая обратную геодезическую задачу) приближенные значения самих расстояний, которые и подставляют в формулы вида (5.30).

В заключение оценим точность, с которой требуется знать среднюю высоту H_m и превышение $h=H_B-H_A$. Запишем отдельно поправки, содержащие эти величины; при этом достаточно ограничиться главными членами этих поправок, т. е. рассмотреть формулу (5.29). Имеем

$$|\Delta D_h| = \frac{h^2}{2D};$$

$$|\Delta D_{H_m}| = \frac{H_m}{R} D.$$

Дифференцируя эти равенства соответственно по h и H_m и переходя к ошибкам, получим

$$m_{\Delta D_h} = M_1 = \frac{h}{D} m_h;$$

$$m_{\Delta D_{H_m}} = M_2 = \frac{D}{R} m_{H_m},$$

откуда допустимые значения ошибок m_h и m_{H_m} будут

$$m_h \leqslant \frac{D^2}{h} \cdot \frac{M_1}{D},$$

$$m_{H_m} \leqslant R \cdot \frac{M_2}{D}.$$

Относительные ошибки рассматриваемых поправок, т. е. величины M_1/D и M_2/D, задаются из тех соображений, чтобы введение поправок практически не снижало точности результата. Так, например, приняв для высокоточных светодальномерных измерений $\frac{M_1}{D} = \frac{M_2}{D} = 5 \cdot 10^{-7}$, получим, что H_m достаточно знать с точностью до 3 м, а превышение — с точностью до

ТАБЛИЦА 12

Величины	Численные значения в примере 1	Численные значения в примере 2	Величины	Численные значения в примере 1	Численные значения в примере 2
H_1, м	218,7	—	D, м	26 528,356	316 582,4
H_2, м	238,4	—	$-h^2/2D$, м	—0,029	—0,16
h_1, м	1,5	—	$-h^4/8D^3$, м	0,000	—
h_2, м	20,8	—	$-H_m D/R_n$, м	—0,997	—21,06
$H_A=H_1+h_1$, м	220,2	265,6	$+H_m^2 D/R_n^2$, м	0,000	—
$H_B=H_2+h_2$, м	259,2	584,8	$+D^3/24R_n^2$, м	+0,019	+32,36
$H_m=(H_A+H_B)$, м	239,7	425,2	$-D^3/24\rho^2$, м	—	—2,12
$h=H_B-H_A$, м	39,0	319,2	S, м	26 527,349	316 591,4
B_m	54,5°	52,0°	$\mathrm{I}=y_m^2/2R_n^2$	0,000036	0,000278
A	22°	64°	$\mathrm{II}=y_m^4/24R_n^4$	0,000000	0,000000
R_n, км	6380,0	6392,4	$\mathrm{III}=\Delta y^2/24R_n^2$	0,000000	0,000084
y_1, км	64,95	6,96	I+II+III	0,000036	0,000362
y_2, км	74,32	294,41	$\delta_{пл}=S(\mathrm{I}+\mathrm{II}+\mathrm{III})$, м	+0,955	+114,60
$y_m=\frac{1}{2}(y_1+y_2)$, км	54,06	150,68	$S_{пл}=S+\delta_{пл}$, м	26 528,304	31 6706,0
$\Delta y=y_2-y_1$, км	1,44	287,45			
ρ, км	—	25 000			

$5\cdot10^{-7}\frac{D^2}{h}$. Как видим, допустимая ошибка определения превышения тем больше, чем длиннее линия и чем меньше само превышение. При $D=30$ км и $h=300$ м она составляет 1,5 м, а при $D=10$ км и том же превышении между пунктами уменьшается до ~0,2 м.

Редуцирование на плоскость в проекции Гаусса—Крюгера. При необходимости обработки измерений на плоскости в проекции Гаусса—Крюгера переход от длины линии S, редуцированной на эллипсоид, к длине $S_{пл}$ на плоскости осуществляется по формуле, известной из курса высшей геодезии

$$S_{пл}=S+\delta_{пл}=S+S\left(\frac{y_m^2}{2R_э}+\frac{y_m^4}{24R_э^4}+\frac{\Delta y^2}{24R_э^2}\right), \qquad (5.31)$$

где $y_m=\frac{1}{2}(y_A+y_B)$ — средняя ордината линии; $\Delta y=y_B-y_A$ — разность ординат конечных точек. Если линия расположена не более чем в 150 км от осевого меридиана шестиградусной зоны, второй член в скобке можно не учитывать.

Примеры редуцирования линии. Рассмотрим примеры вычисления редукционных поправок для случаев: 1) свето- и радиодальномерных измерений и 2) радиогеодезических систем.

1. Пусть значение расстояния с учетом постоянной поправки, метеопоправок и поправок за центрировку и редукцию равно $D=26528{,}356$ м; геодезические высоты центров знаков $H_1=$

$=218{,}7$ м; $H_2=238{,}4$ м; высоты приборов над центрами $h_1=$ $=1{,}5$ м; $h_2=20{,}8$ м; $B_m=54{,}5°$; $A=22°$; $y_1=64{,}95$ км; $y_2=$ $=74{,}32$ км. Вычисления осуществляются по формуле (5.28), в которой $R=R_n$ выбирается из таблицы прил. 3. При редуцировании на плоскость в формуле (5.31) можно брать как $R_э$, так и R_n.

2. Пусть значение расстояния, измеренного круговой РГС, с учетом аппаратурных поправок и поправок за скорость распространения, равно $D=316{,}5824$ км; геодезические высоты станций (антенн) $H_A=265{,}6$ м; $H_B=584{,}8$ м; $B_m=52{,}0°$; $A=64°$; $y_1=6{,}96$ км; $y_2=294{,}41$ км. Вычисления осуществляются по формуле (5.29). Радиус кривизны траектории вычисляется как величина, обратная градиенту индекса преломления (см. § 10). В данном примере примем $\rho=25\,000$ км. Редуцирование на плоскость осуществляется, как и в первом случае, по формуле (5.31).

Результаты вычислений для обоих случаев представлены в табл. 12.

§ 25. ВЫЧИСЛЕНИЕ КООРДИНАТ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАДИОГЕОДЕЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

При измерениях радиогеодезическими системами конечной целью является получение координат определяемой точки по известным координатам базисных станций и двум измеренным расстояниям или разностям расстояний. Эта задача, как и уравнивание сетей, в зависимости от длин линий, необходимой точности и других требований может решаться как в системе пространственных координат, так и на различных поверхностях относимости — на сфере, эллипсоиде или плоскости. Так, например, при длинах измеряемых расстояний более 500 км обработку часто выполняют на эллипсоиде в системе географических координат. При использовании любой поверхности относимости измеренные наклонные расстояния путем введения соответствующих поправок приводятся на эту поверхность. Обработка измерений на эллипсоиде и на сфере изучается в соответствующих разделах курса высшей геодезии.

Здесь мы рассмотрим наиболее простой случай — решение указанной задачи на плоскости.

Определение координат из измерений круговыми системами. При измерениях круговыми системами получают (см. § 21) два расстояния от базисных станций до определяемой точки и редуцируют их на плоскость. Заметим, что в этом случае можно определить местоположение точки простым графическим построением на карте, на которую заранее нанесены базисные станции по известным координатам, однако точность этого способа невелика, и в большинстве случаев используют аналитический способ вычисления координат определяемой точки.

Итак, необходимо определить прямоугольные координаты x и y точки $P(x, y)$ по известным координатам базисных станций

$A(x_A, y_A)$ и $B(x_B, y_B)$ и измеренным расстояниям r^p_A и r^p_B, редуцированным на плоскость, например, в проекции Гаусса—Крюгера. Обозначим редуцированные расстояния через r_a и r_b, а длину базиса AB — через d и обратимся к рис. 98, чтобы получить необходимые соотношения на плоскости. Непосредственно из чертежа следует:

$$x = x_A + p \cdot \cos\alpha + h \cdot \sin\alpha; \tag{5.32}$$

$$y = y_A + p \cdot \sin\alpha - h \cdot \cos\alpha, \tag{5.33}$$

или

$$x = x_B - q \cdot \cos\alpha + h \sin\alpha; \tag{5.34}$$

$$y = y_B - q \cdot \sin\alpha - h \cos\alpha. \tag{5.35}$$

Таким образом, координаты точки P можно вычислить, зная вспомогательные величины p, q и h. Эти величины легко находятся по полученным из измерений r_a и r_b и известной длине базиса d. В самом деле, из рис. 98 имеем:

$$h^2 = r_a^2 - p^2 = r_b^2 - q^2; \tag{5.36}$$

$$q = d - p; \tag{5.37}$$

$$q^2 = d^2 - 2dp + p^2. \tag{5.38}$$

Подставляя (5.38) в (5.36), найдем

$$p = \frac{r_a^2 - r_b^2 + d^2}{2d}. \tag{5.39}$$

Аналогичным образом, используя равенство $p = d - q$, возводя его в квадрат и подставляя в (5.36), получим

$$q = \frac{r_b^2 - r_a^2 + d^2}{2d}. \tag{5.40}$$

Для величины h из (5.36) имеем

$$h = \pm\sqrt{r_a^2 - p^2} = \pm\sqrt{r_b^2 - q^2}. \tag{5.41}$$

Знак «плюс» перед корнем соответствует случаю, когда отрезок направлен вверх от линии AB, знак «минус» — случаю, когда этот отрезок направлен вниз от линии AB.

На практике рассмотренные вычисления, как правило, выполняются на ЭВМ, которая, в частности, может входить в состав бортовой аппаратуры РГС.

Определение прямоугольных координат из измерений гиперболическими системами (задача фазового зонда). При измерениях гиперболическими системами получают (см. § 21) две разности расстояний от трех базисных станций до определяемой точки, называемые гиперболическими координатами. Переход от полученных из измерений гиперболических координат к координатам какой-либо общепринятой координатной системы осущест-

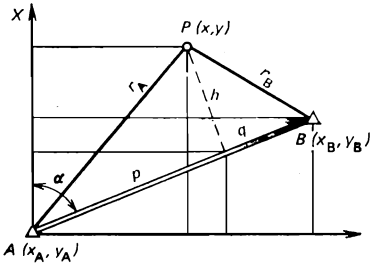


Рис. 98.
Определение координат по результатам измерений круговыми системами

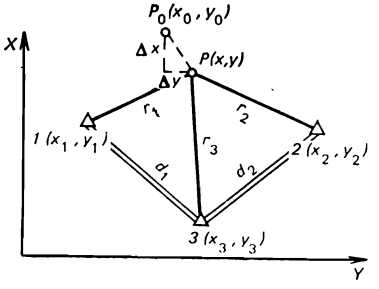


Рис. 99.
Определение координат по результатам измерений гиперболическими системами

вляется путем решения задачи, часто называемой задачей фазового зонда. Она формулируется следующим образом: найти координаты определяемой точки по известным координатам трех базисных станций и двум измеренным разностям расстояний.

Рассмотрим эту задачу на плоскости, предположив, что измеренные разности расстояний приведены на плоскость. На рис. 99 представлена соответствующая геометрия на плоскости в системе прямоугольных координат x, y. На этом рисунке для большего удобства при дальнейшем изложении буквенные обозначения, фигурировавшие на рис. 98, заменены цифровыми: боковые станции B и C обозначены номерами *1* и *2*, а центральная станция A — номером *3*, и все расстояния имеют соответствующие цифровые индексы. Длины базисов обозначим через d_1 и d_2. Редуцированные на плоскость разности расстояний

$$\Delta r_{31} = r_3 - r_1; \tag{5.42}$$

$$\Delta r_{32} = r_3 - r_2. \tag{5.43}$$

Выражая расстояния r_1, r_2 и r_3 через координаты соответствующих точек, запишем (5.42) и (5.43) в виде

$$\Delta r_{31} = \sqrt{(x-x_3)^2+(y-y_3)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2}; \tag{5.44}$$

$$\Delta r_{32} = \sqrt{(x-x_3)^2+(y-y_3)^2} - \sqrt{(x-x_2)^2+(y-y_2)^2}. \tag{5.45}$$

Мы получили систему двух уравнений с двумя неизвестными x и y, решение которой и дает искомый результат. Однако строгое решение этой системы уравнений приводит к громоздким и неудобным формулам. Поэтому решение выполняют способом последовательных приближений (итераций). Искомые координаты x и y точки P представляют в виде

$$x = x_0 + \Delta x; \tag{5.46}$$

$$y = y_0 + \Delta y, \tag{5.47}$$

где x_0, y_0 — приближенные координаты точки P, и тогда задача сводится к нахождению поправок Δx и Δy.

Поправки Δx и Δy вычисляют по формулам, которые мы приведем здесь без вывода:

$$\Delta x = \frac{n_2 \delta r_1 - n_1 \delta r_2}{m_1 n_2 - m_2 n_1}; \tag{5.48}$$

$$\Delta y = \frac{-m_2 \delta r_1 + m_1 \delta r_2}{m_1 n_2 - m_2 n_1}, \tag{5.49}$$

где

$$\delta r_1 = (r_3 - r_1) - (r_{03} - r_{01}); \quad \delta r_2 = (r_3 - r_2) - (r_{03} - r_{02});$$

$$r_{01} = \sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2}; \quad r_{02} = \sqrt{(x_0 - x_2)^2 + (y_0 - y_2)^2};$$

$$r_{03} = \sqrt{(x_0 - x_3)^2 + (y_0 - y_3)^2};$$

$$m_1 = \frac{x_0 - x_3}{r_{03}} - \frac{x_0 - x_1}{r_{01}}; \quad n_1 = \frac{y_0 - y_3}{r_{03}} - \frac{y_0 - y_1}{r_{01}};$$

$$m_2 = \frac{x_0 - x_3}{r_{03}} - \frac{x_0 - x_2}{r_{02}}; \quad n_2 = \frac{y_0 - y_3}{r_{03}} - \frac{y_0 - y_2}{r_{02}}.$$

Число приближений зависит от точности приближенных координат x_0 и y_0. Последним приближением считается такое, при котором поправки Δx и Δy оказываются меньше величины, характеризующей точность данной радиогеодезической системы. Обычно на практике приходится делать от одного до трех приближений.

Приближенные координаты можно снять с карты или схемы района работ, построив на ней гиперболическую сетку; при наличии такой сетки приближенные прямоугольные координаты x_0 и y_0 находят графически по гиперболическим координатам — измеренным значениям разностей расстояний. Построить сетку можно несколькими графическими и аналитическими способами, однако это довольно кропотливая работа, отнимающая много времени. Применение ЭВМ для решения задачи фазового зонда позволяет обойтись без построения гиперболических сеток. В этом случае по координатам нескольких точек в районе работ последовательно определяются координаты всех остальных точек.

§ 26. ВЫЧИСЛЕНИЕ ДЛИНЫ ЛИНИИ, ИЗМЕРЕННОЙ МЕТОДОМ ПЕРЕСЕЧЕНИЯ СТВОРА

При методе пересечения створа производятся одновременные измерения двух наклонных расстояний от наземных станций до самолета, пересекающего створ измеряемой линии (см. § 21, стр. 262). Если эти наклонные дальности, предварительно исправленные аппаратурными и метеопоправками, редуцировать на поверхность относимости, то их обработку с целью получения искомого расстояния можно вести на этой поверхности. Практически, однако, допустимо обрабатывать нередуцирован-

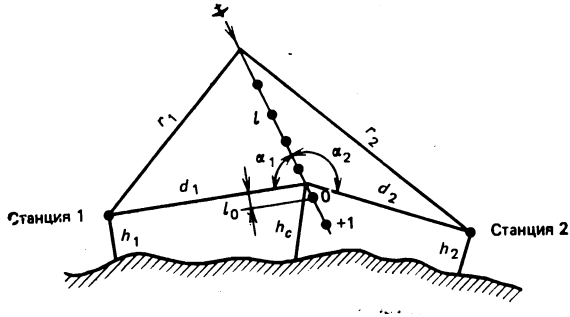


Рис. 100.
Определение минимальной суммы наклонных дальностей в методе пересечения створа

ные наклонные дальности и приводить на поверхность относимости уже только окончательный результат — минимальную сумму наклонных дальностей.

Рассмотрим, как выполняется нахождение минимальной суммы наклонных дальностей, для чего воспроизведем здесь рис. 93 с более подробными обозначениями его элементов (рис. 100).

Каждому отдельному измерению, т. е. каждой сумме дальностей, присваивают номер. Измерению, произведенному наиболее близко от створа, приписывают нулевой номер, измерениям до пересечения створа — номера от — n до —1, а после пересечения створа — от +1 до $+n$. При не очень высоких требованиях к точности минимальная сумма дальностей может быть найдена *графическим способом* путем построения графика зависимости измеренных сумм от номера измерения (рис. 101). Обычно по оси ординат откладывают не сами измеренные суммы (r_1+r_2), а их приращения относительно наименьшей из измеренных сумм $(r_1+r_2)_0$, полученной при измерении с номером 0*. В такой график, представляющий собой ломаную линию, вписывается наиболее подходящая парабола, так как закон изменения сумм расстояний в области, близкой к створу, как мы увидим далее, параболический. Минимальную сумму находят по ординате вершины параболы $y_п$.

$$(r_1+r_2)_{min}=(r_1+r_2)_0+y_п. \qquad (5.50)$$

При повышенных требованиях к точности минимальную сумму определяют *аналитическим способом,* основанным на следующих предпосылках.

---

* Величина $(r_1+r_2)_0$ есть приближенное значение искомой минимальной суммы, а разности $(r_1+r_2)_0-(r_1+r_2)_i$ соответствуют свободным членам уравнений поправок при аналитическом способе нахождения минимальной суммы (см. далее).

Обозначим через d_1 и d_2 наклонные расстояния в плоскости створа линии (см. рис. 100), а через l — расстояние от плоскости створа до самолета. Тогда для любой пары наклонных дальностей r_1 и r_2 можно написать:

$$r_1 = \sqrt{d_1^2 + l^2 - 2d_1 l \cos\alpha_1} = d_1 \times$$

$$\times \left(1 + \frac{l^2}{d_1^2} - \frac{2l}{d_1}\cos\alpha_1\right)^{1/2}; \qquad (5.51)$$

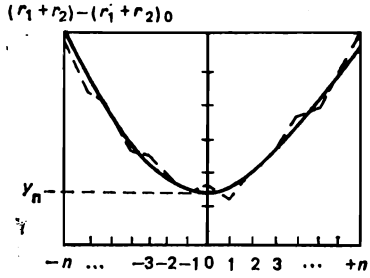


Рис. 101.
Графический способ определения минимальной суммы наклонных дальностей

$$r_2 = \sqrt{d_2^2 + l^2 - 2d_2 l \cos\alpha_2} = d_2\left(1 + \frac{l^2}{d_2^2} - \frac{2l}{d_2}\cos\alpha_2\right)^{1/2}. \qquad (5.52)$$

Воспользуемся разложением в степенной ряд вида $(1+x)^{1/2} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 + \ldots$

Например, для r_1 получим

$$r_1 = d_1\left[1 + \frac{1}{2}\left(\frac{l^2}{d_1^2} - \frac{2l}{d_1}\cos\alpha_1\right) - \frac{1}{8}\left(\frac{l^2}{d_1^2} - \frac{2l}{d_1}\cos\alpha_1\right)^2 + \ldots\right]. \qquad (5.53)$$

Ограничимся членами, содержащими l в степени не выше второй

$$r_1 = d_1\left(1 + \frac{l^2}{2d_1^2} - \frac{l}{d_1}\cos\alpha_1 - \frac{1}{8}\cdot\frac{4l^2}{d_1^2}\cos^2\alpha_1\right) = d_1 - l\cos\alpha_1 + \frac{l^2}{2d_1}\sin^2\alpha_1. \qquad (5.54)$$

Влияние неучтенных членов с более высокими степенями l, как показывает анализ, будет пренебрегаемо малым, если створ пересекается примерно в середине и угол пересечения лежит в пределах от 55 до 72°.

Для r_2 аналогичным образом получим

$$r_2 = d_2 - l\cos\alpha_2 + \frac{l^2}{2d_2}\sin^2\alpha_2. \qquad (5.55)$$

Складывая (5.54) и (5.55), находим

$$(r_1 + r_2) = (d_1 + d_2) - (\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2)\, l + \frac{1}{2}\left(\frac{\sin^2\alpha_1}{d_1} + \frac{\sin^2\alpha_2}{d_2}\right) l^2. \qquad (5.56)$$

Так как мы считаем движение самолета по линии l равномерным, а измерения выполняются через равные интервалы времени, то точки измерения на пути самолета располагаются через одинаковые линейные интервалы Δl. Поэтому в формуле (5.56) величину l для точек, в которых выполняются измерения, можно представить в виде

$$l = l_0 + \Delta l i, \tag{5.57}$$

где l_0 — расстояние от створа до точки с номером 0; i — номер измерения. Подставляя (5.57) в (5.56), получим для любой точки измерения с номером i

$$(r_1 + r_2)_i = \left[(d_1 + d_2) - (\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2) l_0 + \frac{1}{2}\left(\frac{\sin^2\alpha_1}{d_1} + \frac{\sin^2\alpha_2}{d_2}\right) \times \right.$$
$$\left. \times l_0^2\right] + \left[-(\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2)\Delta l + \left(\frac{\sin^2\alpha_1}{d_1} + \frac{\sin^2\alpha_2}{d_2}\right) l_0 \Delta l\right] +$$
$$+ \left[\frac{1}{2}\left(\frac{\sin^2\alpha_1}{d_1} + \frac{\sin^2\alpha_2}{d_2}\right)\Delta l^2\right] i^2. \tag{5.58}$$

Это уравнение вида

$$(r_1 + r_2)_i = P + Qi + Ri^2, \tag{5.59}$$

т. е. типичное уравнение параболы.

Коэффициенты P, Q и R находятся по методу наименьших квадратов из совместного решения системы уравнений поправок вида

$$(P + Qi + Ri^2) - (r_1 + r_2)_i = v_i \tag{5.60}$$

под условием $[v^2_i] = \min$. Таких уравнений будет $(2n+1)$ — по числу измеренных сумм (одна сумма $(r_1+r_2)_0$ — ближайшая к створу; n сумм до нее и n после). Уравнения (5.60) вычитанием из обеих частей величины $(r_1+r_2)_0$ обычно приводят к виду

$$P_0 + Qi + Ri^2 + L_i = v_i, \tag{5.61}$$

где $P_0 = P - (r_1+r_2)_0$, а $L_i = (r_1+r_2)_0 - (r_1+r_2)_i$ — свободные члены. Системе из $(2n+1)$ уравнений поправок соответствует система трех нормальных уравнений с тремя неизвестными P_0, Q и R. Решение такой системы элементарно [4] и здесь не рассматривается.

После определения коэффициентов P, Q и R находят минимальную сумму по формуле

$$(r_1 + r_2)_{\min} = P - \frac{Q^2}{4R}. \tag{5.62}$$

Эта формула легко получается из общего уравнения (5.59) для $(r_1+r_2)_i$. Действительно, функция (5.59) минимальна по общему правилу при $\frac{d(r_1+r_2)_i}{di} = 0$. Дифференцируя, находим

$$\frac{d(r_1+r_2)}{di}=Q+2Ri=0, \tag{5.63}$$

откуда

$$i=-\frac{Q}{2R}. \tag{5.64}$$

Подставляя (5.64) в (5.59), получаем формулу (5.62).

При методе *внешнего* пересечения створа, когда самолет пересекает продолжение измеряемой линии (см. рис. 94, § 21), вычисляется не минимальная сумма, а максимальная разность расстояний от самолета до наземных станций. Принципы обработки в этом случае не отличаются существенным образом от изложенных выше. Разность расстояний дает уравнение вида

$$(r_1-r_2)_i=P'+Q'i+R'i^2,$$

и максимальная разность может быть определена, как и при внутреннем пересечении, графическим или аналитическим методом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Агафонников А. М.* Фазовые радиогеодезические системы для морских исследований. М., Наука, 1979.

2. *Баландин В. Н.* Радиогеодезические системы в аэросъемке. М., Недра, 1983.

3. *Бин Б. Р., Даттон Е. Дж.* Радиометеорология. Пер. с англ. М., Гидрометеоиздат, 1971.

4. *Большаков В. Д.* Теория ошибок наблюдений. М., Недра, 1983.

5. *Вершинин В. И.* К методике определения постоянных поправок светодальномеров.— Геодезия и картография, 1982, № 9, с. 9—12.

6. *Гауф М.* Электронные теодолиты и тахеометры. Пер. с чешского. М., Недра, 1978.

7. *Генике А. А., Ларин Б. А., Назаров В. М.* Геодезические фазовые дальномеры. М., Недра, 1974.

8. *Глумов В. П.* Основы морской геодезии. М., Недра, 1983.

9. *Деймлих Ф.* Геодезическое инструментоведение. Пер. с нем. М., Недра, 1970.

10. *Камен Х.* Электронные способы измерений в геодезии. Пер. с нем. М., Недра, 1982.

11. *Кондрашков А. В.* Электрооптические и радиогеодезические измерения. М., Недра, 1972.

12. *Лаурила С.* Электронные измерения и навигация. Пер. с англ. М., Недра, 1981.

13. *Лобачев В. М.* Радиоэлектронная геодезия. М., Недра, 1980.

14. *Методы* и приборы высокоточных геодезических измерений в строительстве/ В. Д. Большаков, И. Ю. Васютинский, Е. Б. Клюшин и др. М., Недра, 1976.

15. *Михеечев В. С.* Геодезические светодальномеры. М., Недра, 1979.

16. *Оуэнс Д.* Лазеры в метрологии и геодезии.— В кн. Применения лазеров. Пер. с англ. М., Мир, 1974, с. 85—181.

17. *О'Шиа Д., Коллен Р., Родс У.* Лазерная техника. Пер. с англ. М., Атомиздат, 1980.

18. *Пащенков В. З.* Радио- и светодальномеры. М., Недра, 1980.

19. *Прилепин М. Т., Голубев А. Н.* Инструментальные методы геодезической рефрактометрии.— Итоги науки и техники ВИНИТИ. Геодезия и аэросъемка, 1979, т. 15. 92 с.

20. *Прилепин М. Т., Голубев А. Н.* Оптические квантовые генераторы в геодезических измерениях. М., Недра, 1972.

21. *Прилепин М. Т., Голубев А. Н., Медовиков А. С.* О фазовой и групповой скорости света при интерференционных измерениях расстояний.— Изв. вузов. Геодезия и аэрофотосъемка, 1982, № 4, с. 25—31.

22. *Прилепин М. Т., Шануров Г. А.* Метод длиннобазисной радиоинтерферометрии и его геодезические приложения.— Итоги науки и техники ВИНИТИ. «Геодезия и аэросъемка», 1983, т. 21, с. 66—105.

23. *Проворов К. Л., Носков Ф. П.* Радиогеодезия. М., Недра, 1973.

24. *Фрум К., Эссен Л.* Скорость света и радиоволн. Пер. с англ. М., Мир. 1973.

25. *Burnside C. D.* Electromagnetic Distance Measurement. London, Crosby Lockwood Staples, 1977.

26. *Deumlich F.* Fortschritte bei der elektrooptischen Streckenmessung.— "Vermessungstechnik", 1973, 21, N. 12, s. 451—454.

27. *Deumlich F.* Die elektronische Streckenmessung Lehre und Forschung der Technischen Universität Dresden. "Wiss. Z. Univ. Dresden", 1982, 31, N 5, 199—204.

ОБЩЕПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ ТЕРМИНОВ ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ТЕКСТЕ

АД — амплитудный детектор
АМ — амплитудная модуляция
ДВ — длинные волны
ИК — инфракрасный диапазон
КВ — короткие волны
ЛПД — лавинно-пролетный диод
НЧ — низкая частота
ПЧ — промежуточная частота
СВ — средние волны
СВЧ — сверхвысокая частота
УКВ — ультракороткие волны
УНЧ — усилитель низкой частоты
УПЧ — усилитель промежуточной частоты
УФ — ультрафиолетовый диапазон
ФД — фазовый детектор; фотодиод
ФМ — фазовая модуляция; фазовая манипуляция
ФЭУ — фотоэлектронный умножитель
ЧД — частотный детектор
ЧМ — частотная модуляция
ЭЛТ — электронно-лучевая трубка

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Максимальная упругость водяных паров E', мм рт. ст.

$t°_{вл}$	E'		$t°_{вл}$	E'	$t°_{вл}$	E'	$t°_{вл}$	E'	$t°_{вл}$	E'
	вода	лед								
−10	2,15	1,95	0	4,58	+10	9,21	+20	17,54	+30	31,82
9	2,32	2,13	+1	4,93	11	9,84	21	18,65	31	33,70
8	2,51	2,32	2	5,28	12	10,52	22	19,82	32	35,66
7	2,71	2,53	3	5,69	13	11,23	23	21,07	33	37,73
6	2,93	2,76	4	6,10	14	11,99	24	22,38	34	39,90
5	3,17	3,01	5	6,54	15	12,79	25	23,76	35	42,17
4	3,41	3,28	6	7,01	16	13,63	26	25,21	36	44,56
3	3,68	3,57	7	7,51	17	14,53	27	26,74	37	47,07
2	3,96	3,88	8	8,04	18	15,48	28	28,35	38	49,69
1	4,27	4,22	9	8,61	19	16,48	29	30,04	39	52,44

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Средние радиусы кривизны $R_э = \sqrt{MN}$ референц-эллипсоида Красовского (в км) для широт B от 36 до 79°

B	$R_э$	B	$R_э$	B	$R_э$	B	$R_э$
36°	6371,6	47°	6379,7	58°	6387,6	69°	6394,2
37	72,3	48	80,4	59	88,3	70	94,7
38	73,0	49	81,2	60	88,9	71	95,1
39	73,8	50	81,9	61	89,6	72	95,6
40	74,5	51	82,7	62	90,2	73	96,0
41	75,2	52	83,4	63	90,8	74	96,4
42	76,0	53	84,1	64	91,4	75	96,8
43	76,7	54	84,8	65	92,0	76	97,2
44	77,5	55	85,5	66	92,6	77	97,5
45	78,2	56	86,2	67	93,1	78	97,8
46	79,0	57	86,9	68	93,7	79	98,1

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Радиусы кривизны R_n нормальных сечений эллипсоида Красовского (в км) для различных широт B и азимутов A

A	Радиусы кривизны R_n												
	$B = 36°$	40°	44°	48°	52°	56°	60°	64°	68°	72°	76°	80°	A
0°180°	6357,6	6361,9	6366,4	6370,8	6375,3	6379,5	6383,6	6387,3	6390,6	6393,5	6395,9	6397,7	180°360°
4 176	57,7	62,0	66,5	70,9	75,3	79,6	83,6	87,3	90,7	93,5	95,9	97,8	184 356
8 182	58,1	62,4	66,8	71,2	75,6	79,8	83,8	87,4	90,7	93,6	96,0	97,8	188 352
12 168	58,8	63,0	67,3	71,7	76,0	80,1	84,0	87,6	90,9	93,7	96,0	97,8	192 348
16 164	59,7	63,8	68,1	72,3	76,5	80,5	84,4	87,9	91,1	93,8	96,1	97,8	196 344
20 160	60,9	64,9	69,0	73,1	77,2	81,1	84,8	88,3	91,3	94,0	96,2	97,9	200 340
24 156	62,2	66,1	70,0	74,0	77,9	81,7	85,3	88,7	91,6	94,2	96,3	98,0	204 336
28 152	63,8	67,5	71,3	75,1	78,8	82,5	85,9	89,1	92,0	94,4	96,5	98,0	208 332
32 148	65,4	69,0	72,6	76,2	79,8	83,3	86,6	89,6	92,3	94,7	96,6	98,1	212 328
36 144	67,3	70,6	74,0	77,5	80,9	84,2	87,3	90,1	92,7	94,9	96,8	98,2	216 324
40 140	69,1	72,3	75,5	78,8	82,0	85,1	88,0	90,7	93,1	95,2	97,0	98,3	220 320
44 136	71,7	74,0	77,1	80,1	83,1	86,0	88,7	91,3	93,5	95,5	97,1	98,4	224 316
48 132	73,0	75,8	78,6	81,4	84,2	86,9	89,5	91,9	94,0	95,8	97,3	98,5	228 312
52 128	75,0	77,5	80,1	82,8	85,4	87,9	90,2	92,4	94,4	96,1	97,5	98,6	232 308
56 124	76,8	79,2	81,6	84,0	86,4	88,8	90,9	93,0	95,8	96,4	97,6	98,6	236 304
60 120	78,6	80,0	83,0	85,3	87,5	89,6	91,6	93,5	95,2	96,6	97,8	98,7	240 300
64 116	80,2	82,2	84,3	86,4	88,4	90,4	92,2	94,0	95,5	96,8	98,0	98,8	244 296
68 112	81,7	83,5	85,4	87,4	89,3	91,1	92,8	94,4	95,8	97,1	98,1	98,9	248 292
72 108	82,9	84,7	86,4	88,2	90,0	91,7	93,3	94,8	96,1	97,2	98,2	98,9	252 288
76 104	84,0	85,6	87,3	88,9	90,6	92,2	93,7	95,1	96,3	97,4	98,3	99,0	256 284
80 100	84,8	86,3	87,9	89,5	91,0	92,6	94,0	95,3	96,5	97,5	98,4	99,0	260 280

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Радиус кривизны первого вертикала N (в км) в функции широты B

B	N	B	N	B	N	B	N
0°	6387,2	45°	6388,9	55°	6392,6	65°	6395,9
10	78,9	46	89,3	56	93,0	66	96,1
20	80,7	47	89,7	57	93,3	67	96,4
30	83,6	48	90,1	58	93,7	68	96,7
35	85,3	49	90,4	59	94,0	69	96,9
40	87,1	50	90,8	60	94,3	70	97,2
41	87,5	51	91,2	61	94,6	75	98,3
42	87,8	52	91,5	62	95,0	80	99,0
43	88,2	53	91,9	63	95,3	90	99,7
44	88,6	54	92,3	64	95,6		

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Абсолютные интерференционные измерения 53, 193
Активный отражатель 41
Амплитудная модуляция 14, 117, 119, 147, 217
Аналоговые фазовые измерения 159
Аномальная рефракция 89

Биения 11, 55, 57, 226
Биэкспоненциальная модель атмосферы 85

Время когерентности, временная когерентность 50
Волновое число 68
Вычисление координат 228

Газоразрядные излучатели 92
Гармоники 11
Гармонические колебания 10
Генерация второй оптической гармоники 116, 117
Гетеродинирование 16, 41, 156, 253
Гетеродинный интерферометр 59, 195
Гетеродинный фотоприем 133
Гиперболические радиогеодезические системы 248, 252, 255
Градиент индекса преломления 88
Группа волн 68
Групповая скорость 68

Дальность видимости 66
Дальность действия светодальномеров 188
Дальность действия радиодальномеров 240
Двухволновые светодальномеры 185
Демодуляция 15, 149
Диаграмма направленности антенны 213, 215
Диод Ганна 210
Дисперсионные коэффициенты 71
Дисперсионный метод 78
Дисперсия 13, 69, 71
Длина когерентности 50
Доплеровский сдвиг частоты 49, 57, 271

Затухание волн в атмосфере 64

Импульсная дальнометрия 22, 136
Импульсы счетные 159
Инверсия населенности в лазерах 98
Индекс преломления 70
Индекс частотной модуляции 15, 212
Интерференция 49, 194
Интерферометр 51
Интерферометр Вяйсяля 54
Интерферометр Майкельсона 52, 193

Калибровка радиогеодезических систем 259—261
Квазимонохроматическое излучение 68
Клистронный генератор 208
Когерентность 12, 49—51
Когерентные дальномеры 41
Когерентные радиогеодезические системы 250, 252
Компенсационный фазометр 157, 221
Компенсационный способ экстремума 150, 153
Комплексная амплитуда 11
Контраст интерференционных полос 50
Корректированное расстояние 83
Коэффициент неоднозначности 35, 37, 38, 230
Круговые радиогеодезические системы 247, 250, 254

Лазер:
— аргоновый 110
— гелий-неоновый 107
— на алюмо-иттриевом гранате 105
— на неодимовом стекле 105
— на рубине 98
— на углекислом газе 111
— полупроводниковый 112
— принцип действия 93
Лазерные интерферометры 61, 193—203
Лазерные усилители 115
Линейная модель атмосферы 85
Линия оптического замыкания 148

Манипуляция 14
Масштабные частоты 28, 41, 230
Масштабы высоты 86
Метеорологическая поправка 277
Метод пересечения створа 262, 291
Модели атмосферы 85
Модулятор акустооптический 127
Модулятор Керра 118
Модулятор Поккельса 121
Модулятор Фарадея 125
Модуляция гармонических колебаний 14, 15, 44, 211
Модуляция добротности в лазерах 101

Нестационарная интерференция 55
Несущая частота 14, 22, 29, 222

Оптическая фильтрация 135
Основное уравнение фазовой дальнометрии 27
Относительные интерференционные измерения 54
Отражение радиоволн от подстилающей поверхности 236—239
Ошибки представительства метеоэлементов 191

Параболическая модель атмосферы 85
Поднесущая частота 219
Показатель преломления воздуха 68
Поляризация 12, 13, 108, 118, 196, 197
Поразрядный способ 38, 230
Порядок интерференции 53
Постоянная поправка светодальномера 161, 165
Постоянная поправка радиодальномера 241
Призменный отражатель 147
Прозрачность атмосферы 64
Пространственная когерентность 50
Прямая видимость 18
Псевдодальность 268
Психрометр Ассмана 278

Рабочие зоны радиогеодезических систем 261
Радиус кривизны траектории волны 87
Разрешение неоднозначности 30, 229
Распространение электромагнитных волн 17
Редуцирование на поверхность относимости 273, 282—287
Референц-эллипсоид 273, 282, 284
Рефракционное удлинение траектории 87

Самолетное зондирование атмосферы 77
Сверхкороткие оптические импульсы 104
Свободная генерация лазеров 100
Синхронизация мод 103
Синхронное детектирование 16, 155
Система дальномер-рефрактометр 83
Совмещаемые светодальномеры 176
Спектральная чувствительность фотокатодов 129
Спектр периодического колебания 11
Спектр ЧМ колебаний 212
Спутниковые системы 263
Стабильность частоты 191, 200, 259
Стандартная атмосфера 84
Стимулированное излучение 99
Схема с синхронной демодуляцией 149, 163

Тепловые излучатели 91
Трехволновый дисперсионный метод 82
Тропосфера 63
Турбулентность 62

Угловая расходимость излучения лазеров 109, 114
Угол Брюстера 108

Фазовая дальнометрия 26
Фазовая манипуляция 155
Фазовая скорость 68
Флуктуации в атмосфере 62
Формула Бабине 278
— Баррелла—Сирса 73
— Коши 71
— Рокара 67
— Рэлея 69
— Фрума—Эссена 74
— Шпрунга 278
Фотодиод 131
Фоторезистор 131
Фототропный модулятор света 102
Фотоэлектронный умножитель 129

Целочисленное условие 153
Циклические ошибки 166
Цифровой фазометр 159—161, 221

Частотно-импульсная модуляция 212
Частотный метод дальнометрии 43

Экспоненциальная модель атмосферы 85
Электронно-лучевая трубка 24, 219
Электронные тахеометры 168, 181
Эталонирование масштабных частот 164
Эффективная длина волны 73

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 5

Введение 6

Глава 1. **Основные принципы измерения расстояний при помощи электромагнитных волн** 10

§ 1. Электромагнитные колебания и волны 10
§ 2. Общие сведения о методах измерения расстояний при помощи электромагнитных волн 20
§ 3. Временной (импульсный) метод 22
§ 4. Фазовый метод 26
§ 5. Частотный метод 43
§ 6. Интерференционный метод 49

Глава 2. **Влияние атмосферы на дальномерные измерения** 62

§ 7. Атмосферное затухание электромагнитных волн 64
§ 8. Скорость распространения электромагнитных волн 68
§ 9. Определение среднеинтегрального показателя преломления на наклонных трассах 83
§ 10. Рефракция электромагнитных волн и ее учет в дальнометрии 87

Глава 3. **Дальнометрия оптического диапазона** 91

§ 11. Источники излучения 91
§ 12. Модуляция оптического излучения 117
§ 13. Прием оптического излучения 128
§ 14. Импульсные лазерные дальномеры 136
§ 15. Фазовые светодальномеры 146
§ 16. Дальность действия и точность фазовых светодальномеров . . 188
§ 17. Геодезические интерферометры оптического диапазона . . . 192

Глава 4. **Радиодальнометрия** 206

§ 18. Основы устройства радиодальномеров 206
§ 19. Геодезические радиодальномеры для наземных измерений . . 222
§ 20. Влияние подстилающей поверхности. Дальность действия и точность радиодальномеров 236
§ 21. Радиогеодезические системы 243
§ 22. Спутниковые системы радиодиапазона 263

Глава 5. **Математическая обработка измерений** 273

§ 23. Поправки, вводимые в измеренные расстояния перед редуцированием на поверхность относимости 275
§ 24. Редуцирование на поверхность относимости 282
§ 25. Вычисление координат по результатам радиогеодезических измерений 288
§ 26. Вычисление длины линии, измеренной методом пересечения створа 291

Список литературы 296

Приложение 1. Максимальная упругость водяных паров E', мм рт. ст. 298

Приложение 2. Средние радиусы кривизны $R_э = \sqrt{MN}$ референц-эллипсоида Красовского (в км) для широт B от 36 до 79° 298

Приложение 3. Радиусы кривизны R_n нормальных сечений эллипсоида Красовского (в км) для различных широт B и азимутов A 299

Приложение 4. Радиус кривизны первого вертикала N (в км) в функции широты B 300

Предметный указатель 301

Василий Дмитриевич Большаков
Фритц Деймлих
Анатолий Николаевич Голубев
Владимир Павлович Васильев

РАДИОГЕОДЕЗИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Редактор издательства *Н. Т. Куприна*
Переплет художника *О. В. Камаева*
Художественный редактор *Г. Н. Юрчевская*
График-иллюстратор *Э. В. Тихонова*
Технический редактор *Н. В. Жидкова*
Корректор *И. Ю. Каменская*

ИБ № 6229

Сдано в набор 09.10.84. Подписано в печать 05.03.85. Т-07227. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага книжно-журнальная. Гарнитура «Литературная». Печать высокая. Усл. печ. л. 19,0. Усл. кр.-отт. 19,0. Уч.-изд. л. 20,0. Тираж 6150 экз. Заказ № 1936/682—15. Цена 1 р. 10 к.

Ордена «Знак Почета» издательство «Недра», 103633, Москва, К-12, Третьяковский проезд, 1/19

Ленинградская типография № 4 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 191126, Ленинград, Социалистическая ул., 14.

РАДИОГЕОДЕЗИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ